

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Priame riadenie momentu synchrónneho
motora s permanentnými magnetmi
Direct Torque control for PMSM

2014

Bc. Martin Švancár

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Martin Švancár**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2612T015 Elektronika
Téma: **Přímé řízení momentu synchronního motoru s permanentními magnety**
Direct Torque Control for PMSM

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte rozbor metod přímého řízení momentu synchronního motoru s permanentními magnety.
2. Vytvořte algoritmus vytipované metody přímého řízení momentu pro výše uvedený motor a implementujte jej do mikropočítačového systému s DSP TMS320F28335.
3. Na základě pokynů vedoucího diplomové práce proveďte měření průběhů nejdůležitějších veličin.

Seznam doporučené odborné literatury:

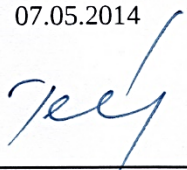
Dle pokynů vedoucího práce.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.**


Datum zadání: 01.09.2013

Datum odevzdání: 07.05.2014



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry






prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prehlásenie:

„Prehlasujem, že som túto diplomovú prácu vypracoval samostatne. Uviedol som všetky literárne pramene a publikácie, z ktorých som čerpal.“

V Ostrave dňa 7. 5. 2014



.....
Martin Švancár

Pod'akovanie:

Touto cestou by som chcel vyjadriť pod'akovanie vedúcemu diplomovej práce doc. Ing. Petrovi Palackému, PhD. za metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc, cenné rady a čas, ktorý mi venoval počas spracovania mojej diplomovej práce. Taktiež by som chcel vyjadriť pod'akovanie Ing. Josefovi Opluštilovi za odbornú a pedagogickú pomoc, cenné rady a čas, ktorý mi venoval pri spracovaní a realizácií praktickej časti diplomovej práce.

Abstrakt

Táto práca sa zberá popisom, matematickým odvodením a realizáciou metódy priameho riadenia momentu na synchronnom motore s permanentnými magnetmi. Počiatočné kapitoly spracúvajú teoretický popis metódy riadenia. Na základe popisu synchronného motora s permanentnými magnetmi a vytvorením jeho matematického modelu, vzniká postupné matematické odvodenie metódy riadenia, ktoré je simulačne overené v programe Matlab. Nasleduje praktická realizácia práce zaoberajúca sa v úvode popisom hardvérového vybavenia potrebného pre realizáciu riadiacej metódy. Na hardvérové časti je navrhnutý aplikačný program pre riadenie pohonu spolu s komunikáciou do užívateľského prostredia.

Kľúčové slová

metóda priameho riadenia momentu, priestorový vektor, synchronného motora s permanentnými magnetmi, mikropočítačový systém s DSP TMS320F28335, nepriamy menič frekvencie

Abstract

This paper deals the description, mathematical derivation and implementation methods of direct torque control for synchronous motors with permanent magnets. The initial chapters are processed theoretical description of management methods. Based on the description of a synchronous motor with permanent magnets and by creating a mathematical model, the gradual emergence of mathematical derivation methods of management, which is verified by simulations in Matlab program. Followed by practical implementation of the work dealing with the introduction describes the hardware equipment required to implement control methods. On the hardware part of the application program is designed for drive control together with communication to the user's environment.

Key Words

direct torque control, spatial vector, permanent magnet synchronous machine, microcomputer system with DSP TMS320F28335, indirect frequency converter

Zoznam použitých skratiek a symbolov

I_{sn}	efektívna hodnota menovitého fázového prúdu
\vec{i}_1^S	priestorový vektor statorového prúdu
i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}	okamžité hodnoty statorových prúdov vo fázach
$i_{1\alpha}, i_{1\beta}$	zložky vektoru prúdu v statorovom súradnicovom systéme
i_{1d}, i_{1q}	zložky vektoru prúdu v rotorovom súradnicovom systéme
i_{1x}, i_{1y}	zložky vektoru prúdu v orientovanom súradnicovom systéme
j	označenie imaginárnej hodnoty
J_m	moment zotrvačnosti motora
K_m	konštanta priestorových vektorov veličín (volí sa 3/2 alebo 2/3)
L_d	indukčnosť v pozdĺžnej ose
L_q	indukčnosť v priečnej ose
M_L	bázová hodnota elektromagnetického momentu
M_e	elektromagnetický moment stroja (obecne)
m	elektromagnetický moment motora
m_Z	žiadaná hodnota elektromagnetického momentu motora
n_{\max}	maximálne otáčky motora
n_n	menovité otáčky motora
P_n	menovitý výkon motora
p_p	počet polpólov motora
q	jalový výkon
q_Z	žiadaná hodnota jalového výkonu
R_s	činný odpor jednej fáze statora motoru
R_b	bázová hodnota odporu
s	Laplaceov operátor
s_m	komparovaný signál z dvojpolohového regulátora momentu
s_q	komparovaný signál z dvojpolohového regulátora jalového výkonu
u_{DC}	napätie medziobvodu nepriameho meniča frekvencie
U_{sn}	efektívna hodnota menovitého fázového napätia

\underline{u}_1^S	priestorový vektor statorového napätia statorového súradnicového systému
u_{1a}, u_{1b}, u_{1c}	okamžité hodnoty statorových napätí vo fázach
$u_{1\alpha}, u_{1\beta}$	zložky vektoru napätia v statorovom súradnicovom systéme
u_{1d}, u_{1q}	zložky vektoru napätia v rotorovom súradnicovom systéme
u_{1x}, u_{1y}	zložky vektoru napätia v orientovanom súradnicovom systéme
$\underline{u}_0 \dots \underline{u}_7$	napäťové vektory odpovedajúce príslušnej kombinácii zopnutia na meniči
ψ_f	budiaci magnetický tok rotora
$\underline{\psi}_1^S$	priestorový vektor magnetického toku statora v statorovom súradnicovom systéme
$\psi_{1a}, \psi_{1b}, \psi_{1c}$	okamžité hodnoty fázových statorových tokov
$\psi_{1\alpha}, \psi_{1\beta}$	zložky vektoru magnetického toku v statorovom súradnicovom systéme
ψ_{1d}, ψ_{1q}	zložky vektoru magnetického toku v rotorovom súradnicovom systéme
γ	uhol medzi orientovaným súradnicovým systémom a statorovým súradnicovým systémom
Ω_m	mechanická uhlová rýchlosť rotora
ω_m	elektrická uhlová rýchlosť rotora
A/D	analógovo-digitálny
ADC	analógovo-digitálny prevodník
DAC	digitálny-analógovo prevodník
DPS	doska plošného spoja
DTC	metóda priameho riadenia momentu
PMSM	synchronný motor s permanentnými magnetmi
PWM	pulzno-šírková modulácia

Obsah

1. Úvod	3
2. Priame riadenie momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi	5
2.1. Popis a matematické odvodenie synchronného motora s permanentnými magnetmi	8
2.1.1 Synchronný motor s permanentnými magnetmi	9
2.1.2 Komplexné priestorové vektory	11
2.1.3 Matematický model synchronného motora	13
2.1.4 Matematický popis priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi	16
2.2. Simulácia metódy priameho riadenia momentu v programe Matlab/Simulink	26
2.2.1 Popis použitých simulačných blokov v prostredí Simulink	27
2.2.2 Simulácia metódy priameho riadenia momentu so zobrazením výsledných priebehov v prostredí Simulink	34
3. Algoritmus metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi 37	
3.1. Hardvérové prevedenie na návrh metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi	38
3.1.1 Signálový procesor TMS320F28335	39
3.1.1.1 A/D prevodník Signálového procesoru TMS320F28335	39
3.1.2 Synchronný motor s permanentnými magnetmi Siemens 1FK7063–5AF71	40
3.1.3 Nepriamy menič frekvencie s napäťovým medziobvodom	42
3.2. Softvérové prevedenie na návrh metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi	43
3.2.1 Návrh algoritmu v programe Code Composer Studio	43
3.2.1.1 Popis funkcie programu po spustení	44
3.2.1.2 Cyklická slučka programu	45
3.2.1.3 Prerušenie od analógovo-digitálneho prevodníka	45
3.2.1.4 Prerušenie od časovača	46
3.2.1.4.1 Výpočet metódy priameho riadenia momentu	47
3.2.1.4.2 Vypnutie polovodičových prvkov	49

3.2.1.4.3	Zopnutie polovodičových prvkov.....	49
3.2.2	Návrh komunikácie v programe LabVIEW.....	49
3.2.2.1	Program komunikácia a vykreslenia dát.....	50
4.	Priebeh veľičín metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi.....	52
4.1.	Experimentálne meranie metódy priameho riadenia momentu.....	52
5.	Záver.....	55
	Použitá literatúra	56
	Zoznam príloh	59

1. Úvod

Od začiatku vzniku elektrických pohonov sa na väčšine aplikácií vyžadovala nutnosť regulácie, či už rýchlosti, momentu, alebo iných parametrov ovplyvňujúcich vlastnosti mechanickej energie, získanej z elektrického pohonu. Tento fakt spôsoboval, že stále viac ľudí sa zaoberalo rôznymi možnosťami regulácie elektrických pohonov. Preto vznikalo množstvo regulácií na celé spektrum elektrických pohonov, pri ktorých sa neustále hľadali zdokonalenia statických a dynamických vlastností. V súčasnosti tento trend stále pretrváva. Postupom doby sa nielen v priemyslových odvetviach neustále zvyšujú nároky na dynamické a ekonomické vlastnosti elektrických pohonov. Vysoké straty pri premene elektrickej energie na mechanickú, náročnosť údržby a chyby regulácií išli ruka v ruku pri hľadaní nových ciest vývoja. Prvým krokom v tomto úsilí, bolo postupné nahrádzanie jednosmerných motorov stredovými s vyššou účinnosťou a neporovnateľne nižšou údržbou. S istotou sa dá povedať, že tieto zmeny úzko súviseli s pokrokmi v oblasti polovodičových prvkov. Príchodom a následným zavedením nových polovodičových prvkov do praxe, tiež prichádzali nové možnosti regulácie a riadenia energií poháňajúcich stroje. Ďalším krokom na ceste vývoja k efektívnejšiemu použitiu striedavých pohonov, bol rozvoj mikropočítačových systémov, a to aj signálových procesorov, ktoré majú výnimočnú vlastnosť zabezpečovať rýchle spracovanie signálov s vykonávaním rôznych matematických operácií. Výrobcovia mikroprocesorov išli ešte o krok ďalej, keď predstavili hybridné prevedenie, obsahujúce jadro signálového procesoru spolu s množstvom periférií. Vďaka týmto úpravám sa značne zvýšila náročnosť výpočtov, ktoré sú schopné mikroprocesory vykonávať. Týmto skutočnosťami sa otvorila cesta pre efektívnu reguláciu striedavých pohonov nielen zložitejšou vektorovou reguláciou, ale aj značne jednoduchšou metódou priameho riadenia momentu, pre ktorú sú rýchle signálové procesory neodmysliteľnou súčasťou.

Zdokonalené vlastnosti riadenia, či už vektorovej, alebo jednej z metód priameho riadenia momentu sa oproti klasickým riadeniam využívajúcim zmenou napätia, alebo frekvencie na svorkách motora, prejavujú hlavne v lepších dynamických vlastnostiach. Tento fakt sa zabezpečí výpočtom prechodových dejov, plynúcim z matematických rovníc popisujúcich elektrický pohon. Výborné dynamické vlastnosti riadenia úzko súvisia s dobrým krútiacim momentom pri nízkych frekvenciách signálu napájajúceho elektrický pohon. Nevýhodu by sme mohli objaviť v nutnosti opätovných výpočtov pre rozdielne elektrické pohony.

V súčasnosti existujú vo svojej rozdielnej podstate dva druhy riadenia, aplikované na striedavé elektrické motory veľkých výkonov, v ktorých je jednou z radiacích veličín elektromagnetický moment motora a riadenie vstupných veličín na elektrický pohon regulovaný pomocou výkonovej elektroniky. Je to vektorové riadenie a priame riadenie momentu. V praxi je v súčasnej dobe stále používanější vektorová metóda riadenia. Táto metóda bola predstavená približne pred štyridsiatimi rokmi v Nemecku. [7]

Vektorová metóda riadenia (Field Oriented Control) požaduje k zaisteniu regulácie získanie aktuálnych hodnôt statorových prúdov a polohy rotoru elektrického pohonu. Tieto informácie sa transformujú do predom zvoleného dvojzložkového súradnicového systému. Pomocou matematického modelu popisujúceho elektrický pohon potom získame regulačnú štruktúru momentu a magnetického

toku. Funkciou regulačnej štruktúry je získaný konštantný rotorový magnetický tok, s pomocou ktorého lineárnym matematickým vzťahom jednoducho získame pomer medzi riadiacou premennou a krútiacim momentom motora. Úlohou výpočtu pri metóde vektorového riadenia je udržanie kolmosti priestorového vektora statorového prúdu voči priestorovému vektoru magnetického toku. Výsledkom regulačnej štruktúry je vektor nesúci informáciu na prvky polovodičového meniča, zabezpečujúci požadovaný tok energie na elektrický pohon. Pri prúdovom polovodičovom meniči je potrebné regulovať energiu medziobvodu riadeným usmerňovačom. Za dlhú dobu používania vektorovej metódy v široko rozvetvenom priemysle, pri používaní na rôznych aplikáciách sa vektorová metóda značne zdokonalila a vzhľadom na požiadavky celosvetového trhu sa naďalej zdokonaľuje. [3]

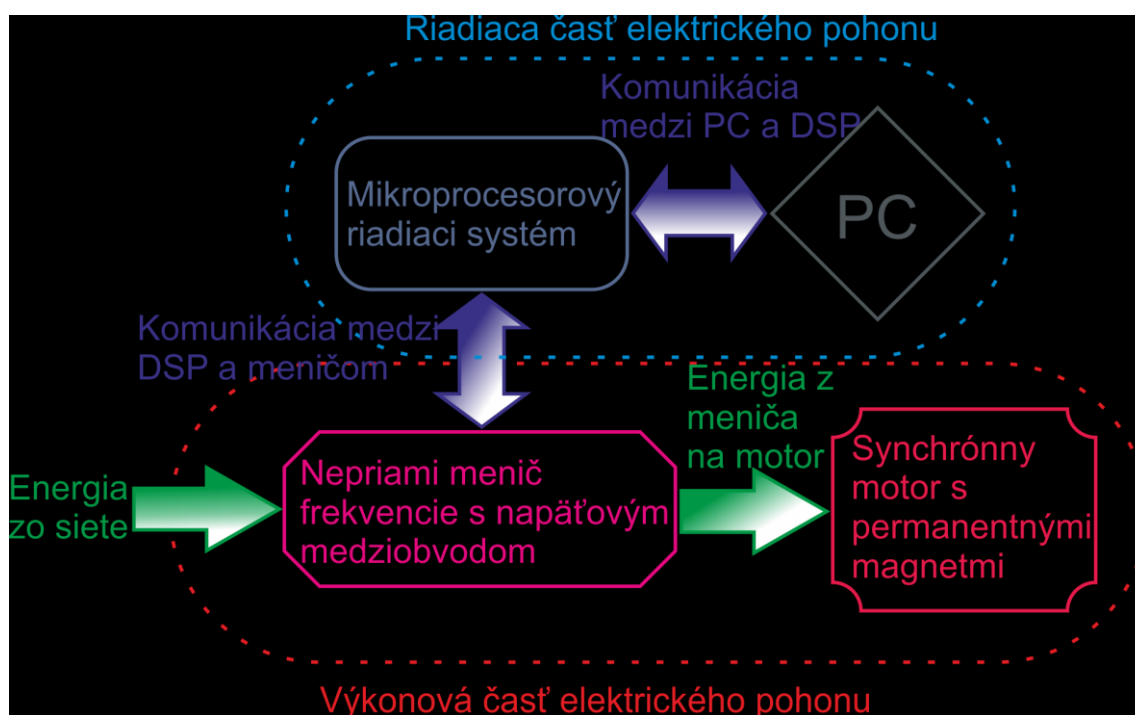
Približne pred tridsiatimi rokmi, keď bol ešte trend smerom k normalizácii riadiacich systémov založených na vektorovej metóde, prichádza na trh novinka v podobe metódy priameho riadenia momentu. Metóda bola predstavená jednak v Japonsku ako Takahashiho a Nagochiho metóda [6]. Taktiež v Nemecku vyšla adekvátne metóda priameho riadenia momentu známa ako Depenbrockova metóda [8].

Prevratnosť týchto metód spočíva v úplne odlišnom pohľade na reguláciu, tak ako bola dovtedy známa pri vektorovej metóde a metódach riadenia jednosmerných motorov. K zaisteniu regulácie požaduje získanie aktuálnych hodnôt statorových prúdov, ale na rozdiel od vektorovej metódy ďalej nepracuje s polohou vektora ale iba napätím medziobvodu nepriameho meniča kmitočtu. Tieto veličiny sa taktiež transformujú do predom zvoleného dvojzložkového súradnicového systému. Inovácia v metóde sa opiera o priame riadenie kontrolovaných vstupných veličín. Rovnako sa matematickým modelom, popisujúcim elektrický pohon získa regulačná štruktúra. Funkcia regulačnej štruktúry pri metóde priameho riadenia momentu je založená na porovnávaní a vyhodnocovaní momentu a jalového výkonu, pri ktorých sa snažíme nastoliť požadované veličiny. Technológia riadenia naproti vektorovej metóde obsahuje predom zostavené napäťové spínacie kombinácie, ktoré sa určujú výberom na základe polohy vektora magnetického toku a požadovaného momentu. Napäťové kombinácie buď naplno využívajú energiu medziobvodu polovodičového meniča, alebo spínacia kombinácia na polovodičovom meniči vstupnú energiu na svorky elektrického pohonu vôbec neprenáša. Inovácie ohľadom tejto metódy priniesli zvýšenie dynamiky, ale pre svoje neusporiadané nevýhody ostáva stále iba v oblasti výskumu. Jedna z metód priameho riadenia momentu striedavého elektrického pohonu však na trh už bola uvedená. Túto metódu predstavila na trhu ako prvá firma ABB [9].

Cieľom tejto práce je priblížiť metódu priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi, ktorá sa objavila medzi metódami elektrických pohonov v osemdesiatych rokoch a dostáva príležitosť pre nové rozmery aj vďaka pokrokom vo vývoji signálových procesorov a ich modifikačným prevedeniam. Túto metódu riadenia je možné uplatniť pomocou štvôr, šesť, alebo n- spínačového meniča, v závislosti na počte fáz elektrického pohonu.

2. Priame riadenie momentu synchrónneho motora s permanentnými magnetmi

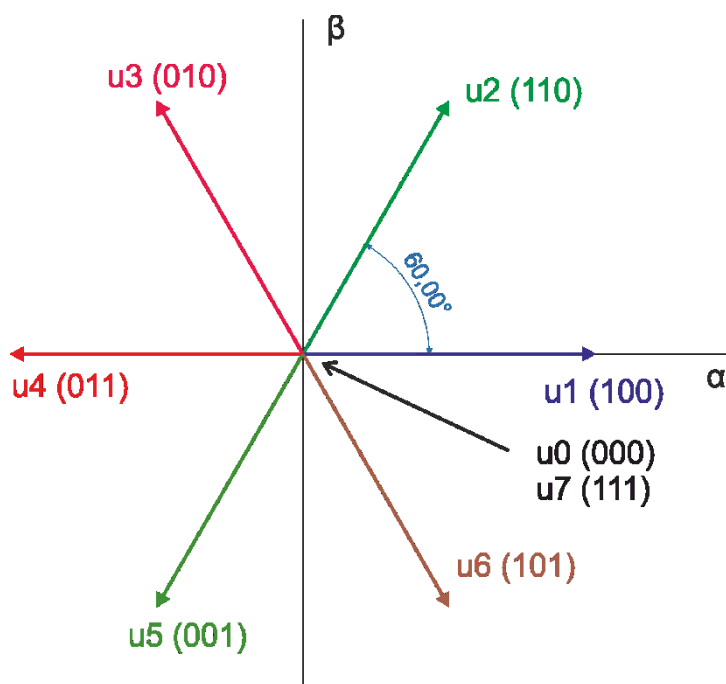
Metóda priameho riadenia momentu, ako jedna z metód riadenia učená pre striedavé pohony, je konštruovaná nielen na riadenie rýchlobežných pohonov, prípadne servopohonov, ktoré vo svojich aplikáciách často vyžadujú krátkodobé pružné dynamické vlastnosti mechanickej uhlovej rýchlosti rotoru, ale jej využitie má uplatnenie aj pri pomalobežných elektrických pohonoch. Na to, aby mohla byť na elektrickom pohone táto metóda aplikovaná je potrebná riadiaca a výkonová časť, ktorej bloková štruktúra je zobrazená na obr. 2.1. Riadiaci systém ktorý bude v tejto práci opísaný sa najčastejšie konštruuje z mikroprocesorového zariadenia, obsahujúceho periférie na ovládanie budiča obsiahnutého v nepriamom frekvenčnom meniči. Problematikou riadiaceho systému sa budeme zaoberať v ďalšej kapitole. Výkonová časť zabezpečuje tok energie zo siete na elektrický pohon. Ako elektrický pohon je použitý trojfázový synchrónny motor s rotorom tvoreným permanentnými magnetmi. Na to, aby sme mohli na motore regulovať moment motora, budeme uvažovať, že statorové vinutie motora je napájané z nepriameho meniča frekvencie s napäťovým medziobvodom. Nepriamy menič frekvencie je napájaný zo siete a obsahuje neriadený usmerňovač v mostíkovom zapojení, ktorý mení vstupné striedavé veličiny na jednosmerné, kondenzátorovú batériu, ktorá sa nabíja usmerným prúdom na napätie rovnajúce sa napätiu na usmerňovači a striedač, ktorý využíva energiu kondenzátorovej batérie a premieňa ju na striedavú. Striedač obsahuje pre tri fázy motora šesť spínačov. Jedná sa o polovodičové prvky dimenzované na veľké výkony. Aby striedač prenášal na elektrický pohon, vždy požadované množstvo



Obr. 2. 1. Bloková štruktúra riadiacej a výkonovej časti pre elektrický pohon

energie je potrebné správne spínanie jeho polovodičových prvkov. Metóda priameho riadenia momentu využíva na spínanie napäťového striedača napäťové vektory. [18]

Na riadiace elektródy polovodičových spínačov striedača je v jednom okamihu privedený vždy iba jeden napäťový vektor, získaný z regulačnej štruktúry metódy priameho riadenia momentu. Funkcia regulačnej štruktúry metódy priameho riadenia momentu je založená na získanom napätí z kondenzátorovej batérie nepriameho meniča frekvencie a okamžitých statorových prúdov motora. Tieto veličiny sa transformujú do dvojzložkového súradnicového systému, v ktorom prebieha matematický výpočet veličín pohonu, porovnávanie a vyhodnocovanie momentu a jalového výkonu, ktoré pri metóde priameho riadenia momentu predstavujú požadované veličiny zadané obsluhou elektrického pohonu. Na základe výsledkov matematických operácií je zvolený vhodný napäťový vektor, ktorý je privedený na spínače striedača. Jednoducho povedané je myšlienkou tejto metódy tvorba elektromagnetického krútiaceho momentu a magnetického toku, vytvorených pomocou kombinácií spínania polovodičových prvkov meniča. Na šiestich spínačoch striedača je možné vytvoriť osem napäťových vektorov. Priestorové vektory aj z ich kombináciami sú zobrazené na obr. 2.1. [10]

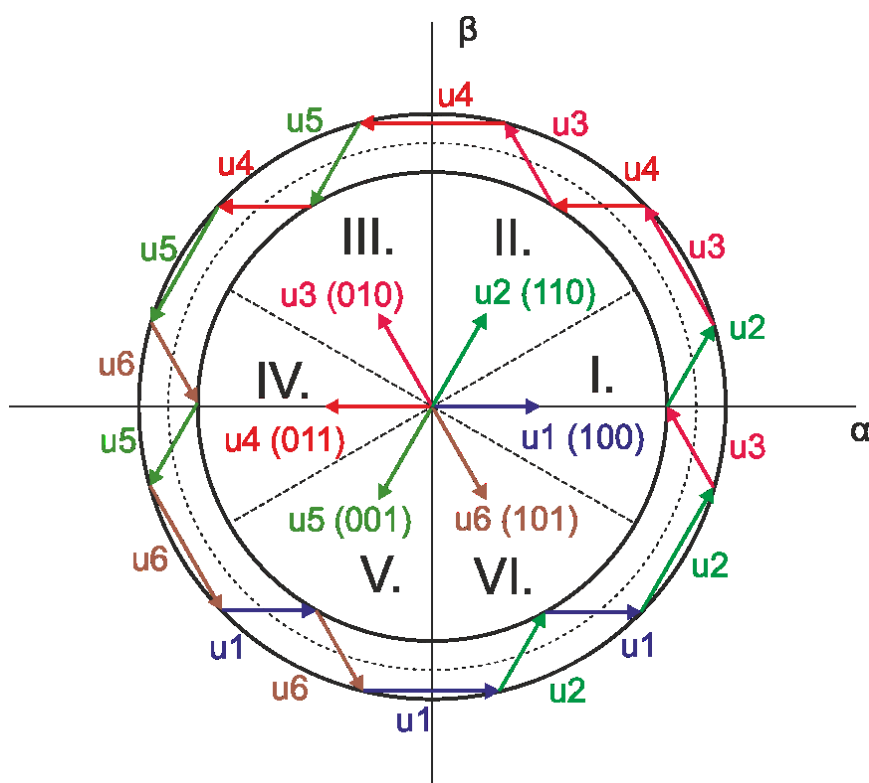


Obr. 2. 2. Osem možných priestorových napäťových vektorov získaných z polovodičového meniča

Jednotlivé napäťové vektory zobrazené na obr. 2.1 spolu s tečúcim prúdom do statorového vinutia určujú pomocou matematického vzťahu aktuálne hodnoty momentu a jalového výkonu. Výsledné hodnoty momentu a jalového výkonu sú korigované s požadovanými. Pri typickej metóde priameho riadenia momentu sa korigujú výsledné hodnoty aktuálneho momentu a jalového výkonu s požadovanými tak, že sú od seba odčítané a výsledný rozdiel je ďalej spracúvaný komparátorom s hystereziou. Hysterézne komparátory sú zavedené na korekciu momentu a korekciu chýb väzby magnetických tokov. Na základe výsledku týchto komparčných regulátorov sa volí spínacia kombinácia vektora napätia z predpísanej tabuľky tak, aby bol vytvorený v statorovom vinutí motora

vektor magnetického poľa s požadovanou veľkosťou a smerom, a tým sa docielil žiadaný moment a jalový výkon motora. Výsledkom tohto vzťahu je bod v súradnicovom systéme, v našom prípade vykreslený v statorovom súradnicovom systéme. Trajektória bodu vytvára v statorovom súradnicovom systéme čiarkovane zobrazenú kružnicu na obr. 2.2. Výsledkom hysterézie regulátora je hysterézne pásmo, ktoré je na obr. 2.2 zobrazené dvomi plnými kružnicami. Vzdialenosť kružníc od seba a ich poloha od bodu $[0,0]$ v súradnicovom systéme zodpovedá nastaveniu hornej a dolnej hodnoty hysterézie regulátora a mení sa v závislosti na ich veľkosti. V tomto hysteréznom pásme sú na základe vyhodnotenia sektoru (I. až IV.) spínané jednotlivé napäťové vektory tak, aby pásmo nepresahovali a súčasne kopírovali trajektóriu referenčného bodu, a tým vytvárali požadovaný točivý moment motora.

Na obr. 2.2 vidíme postupný sled napäťových vektorov, ktorý vytvára točivé magnetické pole statora motoru, to vyvolá pohyb rotoru elektrického pohonu. Rýchlosť, akou sa rotor bude pohybovať,



Obr. 2. 3 Spínanie napäťových vektorov na polovodičovom meniči v hysteréznom pásme pre vytvorenie požadovaného momentu motora

súvisí s vektorom magnetického poľa statora. To, že vektor magnetického poľa statora rotuje, zabezpečuje cyklus zmien napäťových vektorov na striedači. Tento cyklus je možné meniť jednak spínaním vektorov v slede, aký môžeme vidieť na obr.2.3, ale tiež zakomponovaním nulových napäťových vektorov, pri ktorých moment motoru klesá, pretože do statorového vinutia neprechádza žiadna energia z nepriameho meniča frekvencie. V stručnosti povedané cyklus môžeme meniť dvomi spôsobmi a to:

➤ Pulzným prepínaním vektorov napätia u_0 až u_7 . Z obr. 2.1 je zrejmé, že vektory napätia u_0 a u_7 majú nulovú hodnotu. Vektory u_1 až u_6 sú nenulové a schopné vytvoriť točivé magnetické pole na statore motora, zobrazené na obr. 2.2 otáčajúce sa po trajektórii veľkosti koncového bodu statora od nulovej hodnoty, daného veľkosťou magnetického toku statora. V tomto prípade moment motora rastie a rýchlosť je ovplyvňovaná iba úbytkom napätia na statorovom odpore. Vektory u_0 alebo u_7 sú nositeľmi nulovej hodnoty, teda nevytvárajú točivé magnetické pole statora. Pokiaľ použijeme kombináciu zopnutia vektora napätia u_0 alebo u_7 , moment motora klesá v závislosti na nulovom magnetickom toku statora.

➤ Pulzným prepínaním vektorov napätia u_1 až u_6 .

V tomto prípade sa jedná o vytvorenie maximálneho krútiaceho momentu zobrazeného na obr. 2.2. Točivé magnetické pole statora môžeme regulovať na nižší moment motora pomocou použitia vektorov napätia u_1 až u_6 . Tento jav docielime zopnutím vektora, ktorý je orientovaný proti smeru otáčania točivého magnetického poľa rotora. Nárast momentu bude následne získaný zopnutím vektora, ktorý je orientovaný v smere otáčania točivého magnetického poľa rotora. [1]

Tento proces vyvolávajúci požadovaný moment motora sa tak, ako bolo naznačené v predošlom texte získava vytváraním kombinácie vybraných vektorov napätia podľa ich orientácie. Tu sa objavuje jedna z nevýhod metódy priameho riadenia momentu, pretože napäťový striedač má na spínacích prvkoch premennú periódu spínania, kvôli dosiahnutiu požadovaného momentu na motore. Signály spínania sa dajú iba veľmi ťažko odfiltrovať, tým pádom sú náchylné na rušenie.

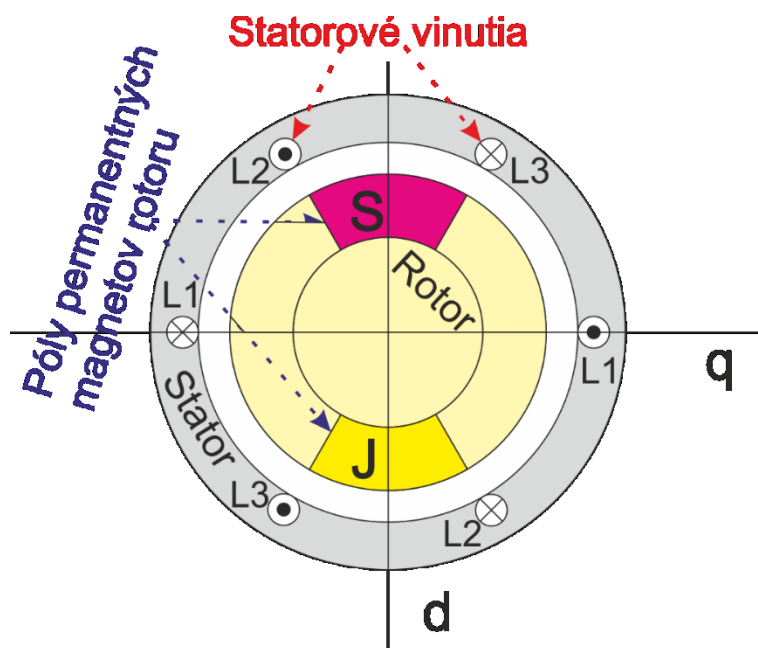
Tak ako napovedá nadpis sekcie, je metóda priameho riadenia momentu riešená na synchronnom motore. Aj keď bola pôvodne metóda priameho riadenia momentu navrhnutá pre asynchronne motory, neskôr sa jeho koncepcia rozšírila aj na iné typy striedavých pohonov. Presnejšie v druhej polovici deväťdesiatych rokov sa začali objavovať eventuálne riešenia metódy na synchronne motory a synchronne motory s permanentnými magnetmi. [11], [12]

2.1. Popis a matematické odvodenie synchronného motoru s permanentnými magnetmi

Realizácia metódy priameho riadenia momentu, vyžaduje poznatky o parametroch motora, tiež znalosť statorových prúdov motora a napätia medziobvodu nepriameho meniča frekvencie. V nasledujúcej podkapitole budú v krátkosti uvedené parametre tohto elektrického točivého pohonu. Na určenie spínania kombinácií je potrebný sled matematických výpočtov, ktoré sa zakladajú na matematickom modeli motora. V ďalšej z podkapitol bude popísané odvodenie matematického modelu synchronného motoru s permanentnými magnetmi, z ktorého budú odvodené matematické výpočty určujúce presný postup vytvorenia metódy priameho riadenia momentu na synchronnom motore s permanentnými magnetmi a presný popis aplikácie týchto vzťahov na riadenie motora.

2.1.1 Synchronný motor s permanentnými magnetmi

Pri tomto elektrickom točivom stroji, označovanom tiež PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machine) je na rozdiel od asynchrónneho motora mechanická uhlová rýchlosť zhodná s rýchlosťou otáčania sa točivého magnetického poľa statora. Teda motor dosahuje synchronne otáčky. Vďaka permanentným magnetom stráca motor potrebu budiaceho vinutia rotora. Motor obsahuje niekoľko magnetických pólov v závislosti od druhu motora. Hlavne kvôli kvalitne spracovaným špeciálnym zliatinám s veľkou magnetickou indukciou nadobúda motor praktickú konštrukciu s nižšími rozmermi. Klasickými materiálmi použitými na výrobu permanentných magnetov sú ferity, magneticky tvrdé ocele. Pokrok výskumu znamenal použitie nových materiálov tvorených zliatinami hliníka, niklu a kobaltu, ALNICO. Následne sa začali na trhu objavovať ferity na báze stroncia a bária, samária a kobaltu SmCo, označované tiež, ako prvá generácia vzácnych zemín. Hneď po nich bol evidovaný príchod druhej generácie vzácnych zemín, a to hlavne zliatin neodýmu, železa a bóru NdFeB. Vďaka týmto materiálom možné dosiahnuť magnetickú indukciu v rádoch jednotiek tesla a koercitívnu silu v radoch jednotiek kiloampérov na centimeter. Rotor môže byť tvorený viacerými spôsobmi. Prvým zo spôsobov je vytvorenie rotoru valcového tvaru, na ktorom je možné magnetický materiál s rozdielnymi pólmi rozložiť na povrchu, alebo vytvorením kľetky, ktorá má tlmiace účinky pri prechodových dejoch a permanentné magnety sú v jadre rotora. Ďalším spôsobom je možnosť vytvorenia diskového usporiadania, pri ktorom môže byť stator, aj rotor umiestnený uprostred motora. Motor tak získava iné prevedenia a širšiu škálu použitia. Alternatívnou metódou je tiež dvojdiskové prevedenie. Od spracovania a použitia jednotlivého prevedenia potom závisia jednotlivé parametre a vlastnosti motora. Stator je tvorený kotvou, ktorá obsahuje vinutia pre n počet fáz. Statorové prevedenie synchronného

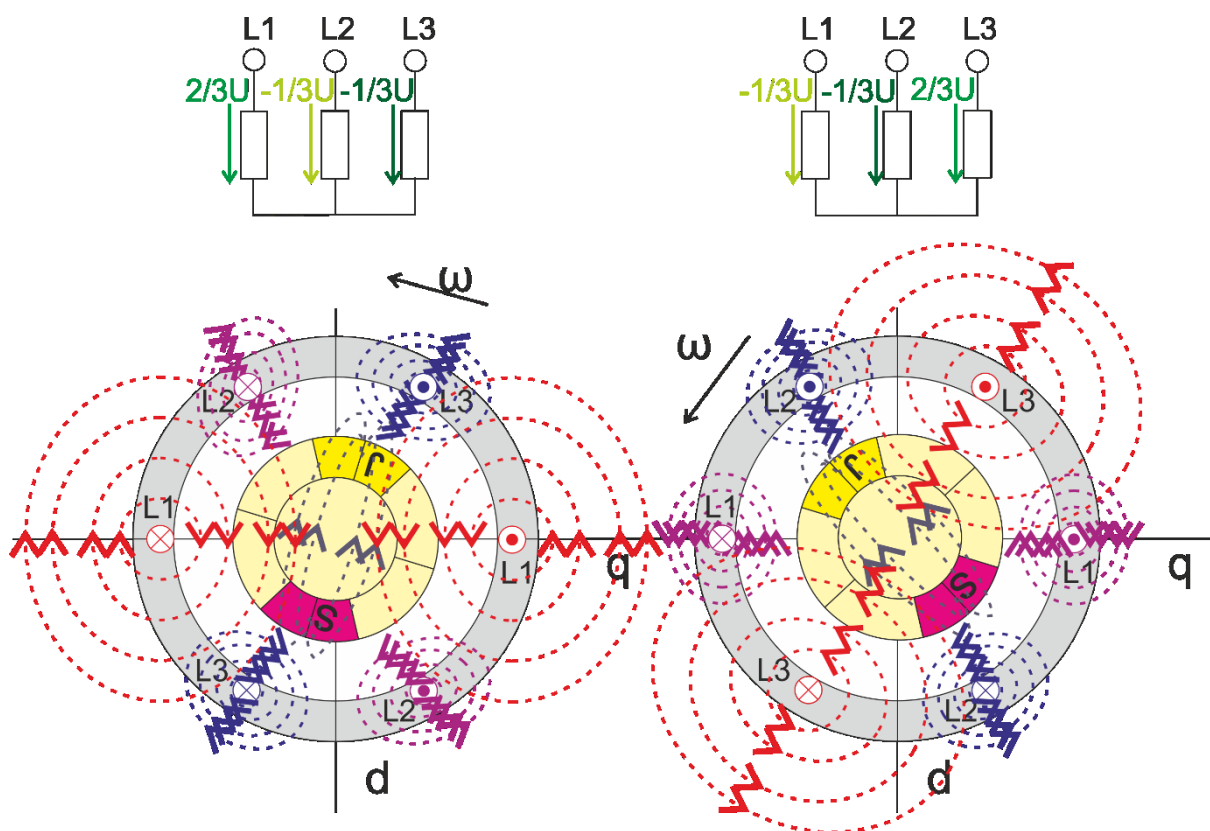


Obr. 2. 4. Principiálne zobrazenie rezu synchronného motora s permanentnými magnetmi

motora sa nijako zvlášť od asynchrónneho nelíši. Synchronný motor má oproti asynchrónnemu radu výhod aj nevýhod. Z výhod sú najpodstatnejšie menšie rozmery, čím dosahuje aj nižšiu hmotnosť

a menší moment zotrvačnosti. Motoru dosahuje vyšší krútiaci moment a tiež vyššie momentové preťaženie, než asynchrónny motor. [13], [14], [19], [20]

Na obr. 2.4 vidíme pričný rez synchronného motora obsahujúceho tri fázy satorového vinutia. Motor má v rotore obsiahle permanentné magnety. Vďaka elektromagnetickej indukcii, ktorú objavil už v roku 1831 Farady, sa rotor môže otáčať okolo statora. V jednoduchosti povedané, po pripojení napätia na satorové vinutie, začne prinútiť vodičom vinutia elektrický prúd. Prechádzajúci elektrický prúd vyvolá okolo uzavretej slučky vinutia magnetické pole, ktoré sa mení polaritou a veľkosťou prúdu. Magnetické pole, často znázorňované magnetickými siločiarami v koncepcii kružníc, nadobúda smer popísaný v Ampérovom pravidle pravej ruky, pôsobí na rotor pevne ukotvený v ložiskách koncovými čapmi. Rotor obsahujúci permanentné magnety, vytvárajúce prirodzené magnetické pole sa začne otáčať v magnetickom poli vyvolanom satorovým vinutím, rešpektujúc príťažlivé sily opačných pólův a odpudivé sily rovnakých pólův magnetu. Takto sa elektrická energia môže premieňať na mechanickú a vzhľadom k tomu, že je hriadeľ rotora pevne upevnený, mechanická energia má formu otáčania hriadeľa. [16], [21], [22]



Obr. 2. 5 Principiálne zobrazenie premeny elektrickej energie na mechanickú

Aby sme mohli na reguláciu získať presnú výslednú mechanickú energiu motora, ktorej vznik je principiálne zobrazený na obr.2.5, je potrebné zaviesť matematický model motora, ktorý bude obsahovať presný pomer premeny jednotlivých veličín. Na zavedenie matematického modelu motora je

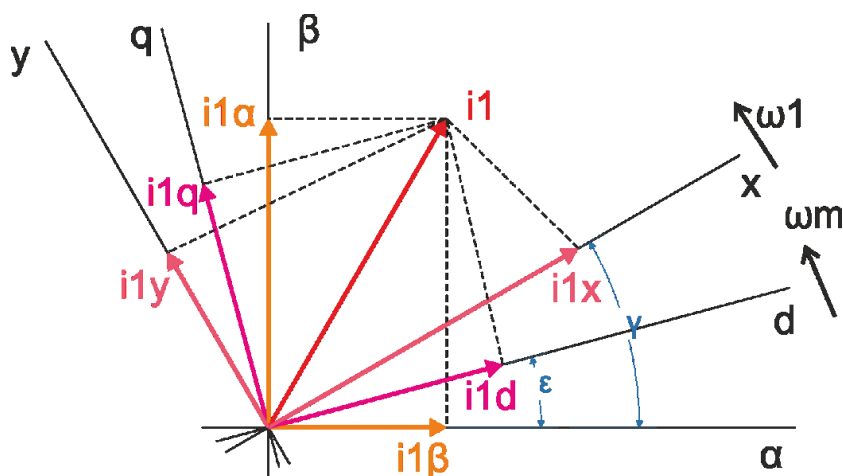
nanajvýš nevyhnutné porozumieť problematike komplexných priestorových vektorov, ktorou sa zaoberá nasledujúca podkapitola.

2.1.2 Komplexné priestorové vektory

Komplexné priestorové vektory zjednodušujú návrh metódy riadenia, keďže ich polohou, veľkosťou a rýchlosťou otáčania v komplexnom súradnicovom systéme definujú vlastnosti sledovaných a zaznamenávaných veličín potrebných pre reguláciu. Priestorový vektor sa v zaužívanej terminológii zobrazuje v troch súradnicových systémoch:

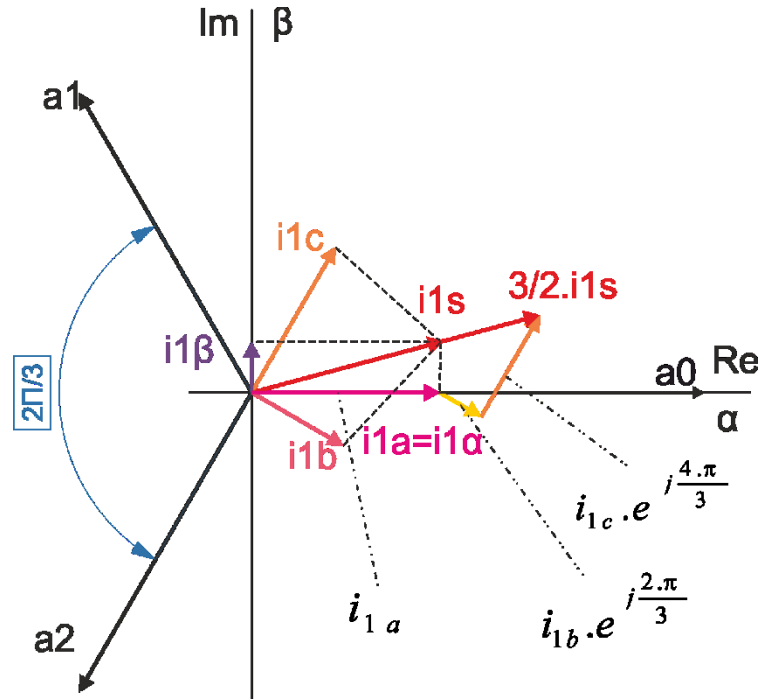
- Statorový súradnicový systém $[\alpha, \beta]$
- Rotorový súradnicový systém $[d, q]$
- Orientovaný systém súradníc $[x, y]$

Vzájomnú nadväznosť súradnicových systémov vidíme na obr. 2.6. Pri zobrazení vektor prúdu i_1 v predom uvedených súradnicových systémoch, nadobúda vždy dve zložky viažuce sa na jednotlivé osi systému. Statorový súradnicový systém $[\alpha, \beta]$, ktorého os α je zhodná s osou vinutia fázy a. Rotorový súradnicový systém $[d, q]$ sa spolu z jeho zložkami otáča mechanickou uhlovou rýchlosťou ω_m . Orientovaný systém súradníc $[x, y]$ sa spolu so zložkami veličín otáča uhlovou rýchlosťou točivého magnetického poľa statora ω_1 . [1]



Obr. 2. 6. Zobrazenie priestorového vektoru v závislosti na jednotlivých súradnicových systémoch

Na obr.2.7. je zobrazená okamžitá hodnota vektora statorového prúdu. Jeho veľkosť a smer sú získané na základe okamžitých zložiek fázových prúdov i_{1a} , i_{1b} , i_{1c} . Na prevedenie do dvojzložkového statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$ je nutné zaviesť parameter $[a]$, ktorý sa vzťahuje na jednotlivé osi vinutia posunuté o $2\pi/3$ v komplexnom priestorovom systéme.



Obr. 2. 7 Zobrazenie priestorového vektora statorového prúdu

V nasledujúcich vzťahoch, budú všetky veličiny prepočítavané do statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$. Priestorový vektor statorového prúdu definovaný získaný z fázových zložiek nadobudneme ako:

$$\underline{i}_1^S = \frac{2}{3} (\underline{i}_{1a} \cdot \underline{a}^0 + \underline{i}_{1b} \cdot \underline{a}^1 + \underline{i}_{1c} \cdot \underline{a}^2) \quad (2.1)$$

Parameter $[\underline{a}]$ je definovaný ako jednotkový vektor:

$$\underline{a} = e^{j \frac{2\pi}{3}} \quad (2.2)$$

Zložky (i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}) sú okamžitými hodnotami statorových prúdov na jednotlivých fázach. Priestorový vektor statorového prúdu v statorovom súradnicovom systéme $[\alpha, \beta]$ bude potom:

$$\underline{i}_1^S = i_{1\alpha} + j i_{1\beta} \quad (2.3)$$

Použitím Eulerového vzorca získame z reálnych a imaginárnych častí výsledného statorového prúdu :

$$\begin{aligned} i_{1\alpha} &= \frac{1}{3} (2i_{1a} - i_{1b} - i_{1c}) \\ i_{1\beta} &= \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{1b} - i_{1c}) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Pokiaľ nie je vyvedený uzol vinutia bude:

$$i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = 0 \quad (2.5)$$

Potom sa vzťahy na výpočet zložiek satorového prúdu zjednodušia na:

$$i_{1\alpha} = i_{1a}$$

$$i_{1\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_{1a} + 2 \cdot i_{1b}) \quad (2.6)$$

Vďaka Clarkovej transformácii, inak povedané transformáciou 3/2 ($[a, b, c] \rightarrow [\alpha, \beta]$) je možné výsledný vektor prepočítať na dvojzložkový obsahujúci parametre α a β , teda parametre dvoj osového systému satorových súradníc. Ten získame pomocou vzťahov uvedených v predošlom odvodení. Maticový tvar tejto transformácie bude potom:

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{bmatrix} = [T_{3/2}] \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Spätnú Clarkovej transformáciu získame rovnakou úvahou, ako v predošlom prípade. Uvažujeme teda transformáciu z dvojosového súradnicového systému na trojfázový súradnicový systém ($[\alpha, \beta] \rightarrow [a, b, c]$). V maticovom tvare potom získame:

$$\begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = [T_{2/3}] \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Pre jednotlivé zložky potom platí:

$$i_{1a} = i_{1\alpha} \quad (2.9)$$

$$i_{1b} = -\frac{1}{2} \cdot i_{1\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{1\beta} \quad (2.10)$$

$$i_{1c} = -\frac{1}{2} \cdot i_{1\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{1\beta} \quad (2.11)$$

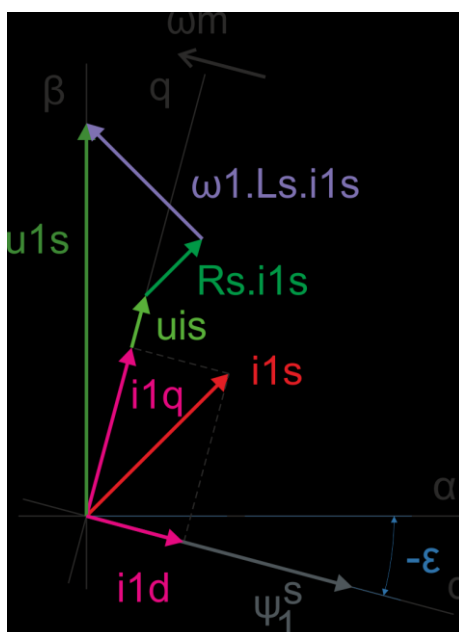
[1],[2],[15]

2.1.3 Matematický model synchronného motora

Matematický model synchronného motora je sám o sebe v reálnom obraze veľmi komplikovaná záležitosť. Preto sa zavádzajú úvahy o zjednodušení výpočtu. Pre prehľadnosť a porozumenie výpočtom budú pre nasledujúce odvodenia uvažované taktiež zjednodušujúce podmienky. Zjednodušené podmienky pre matematický model, ktoré sú uvažované v nasledujúcom odvodení výpočtov sú:

- Magnetická indukcia vo vzduchovej medzere v ráťane indukovaného napätia sú sínusové, pričom je obecné uvažovaný rotor s vyniknutými pólmi, to znamená s rôznou magnetickou vodivosťou v pozdĺžnom a priečnom smere.
- Odpor a indukčnosť vinutia, spolu so všetkými súvisiacimi parametrami motora sú konštantné, rovnaké pre všetky tri fázy motora
- Straty v železe sú zanedbané
- Na rotore sa nenachádza žiadne tlmiace vinutie, zanedbávajú sa aj všetky tlmiace účinky materiálu rotoru
- Nie je vyvedený nulový vodič.

[2]



Obr. 2. 8 Vektorový diagram synchronného motora s permanentnými magnetmi

Odvedenie matematického modelu synchronného motora s permanentnými magnetmi spočíva v získaní výrazu pre krútiaci moment, ktorý je chápaný ako funkcia statorového magnetického toku motora. Matematický popis obsahujúci rovnice momentu, týkajúci sa metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi, môžeme nadobudnúť z odvedenia zobrazeného vektorového diagramu motora, ktorý je na obr. 2.8. Vzťahy modelu synchronného motora s permanentnými magnetmi budú prepočítavané v rotorovom súradnicovom systéme (d, q), kvôli vytváraniu budiaceho magnetického toku permanentnými magnetmi rotoru motora.

Z vektorového diagramu je zrejmé, že magnetický tok, ktorý vytvárajú permanentné magnety rotoru, pri otáčaní rotoru indukuje v statore indukované napätie potom:

$$\underline{u}_1^S = R_S \cdot \underline{i}_1^S + L_S \frac{d\underline{i}_1^S}{dt} + u_{is} \quad (2.12)$$

Základná napäťová rovnica statora bude reprezentovaná veľkosťou magnetického toku:

$$\underline{u}_1^S = R_S \cdot \underline{i}_1^S + \frac{d\underline{\psi}_1^S}{dt} \quad (2.13)$$

Pokiaľ budeme uvažovať transformáciu veličín do rotorového súradnicového systému (d, q) musí byť základná rovnica statorového napätia opatrená natočením do tohto systému:

$$\underline{u}_1^R = R_S \cdot \underline{i}_1^R + \frac{d\underline{\psi}_1^R}{dt} + j \cdot \omega \cdot \underline{\psi}_1^R \quad (2.14)$$

V rotorovom súradnicovom systéme (d, q) môžeme určiť veličiny rozložením do zložkového tvaru nasledovne:

$$\underline{u}_1^R = u_{1d} + j \cdot u_{1q} \quad (2.15)$$

$$\underline{i}_1^R = i_{1d} + j \cdot i_{1q} \quad (2.16)$$

$$\underline{\psi}_1^R = \psi_{1d} + j \cdot \psi_{1q} \quad (2.17)$$

Následne tieto zložkové tvary dosadíme do základnej rovnice statorového napätia, vzťahujúcej sa na rotorový súradnicový systém:

$$u_{1d} = R_S \cdot i_{1d} + \frac{d\psi_{1d}}{dt} - \omega \cdot \psi_{1q} \quad (2.18)$$

$$u_{1q} = R_S \cdot i_{1q} + \frac{d\psi_{1q}}{dt} + \omega \cdot \psi_{1d} \quad (2.19)$$

Potom pre výpočet spráženého magnetického toku platí:

$$\psi_{1q} = L_q \cdot i_{1q} \quad (2.20)$$

$$\psi_{1d} = L_d \cdot i_{1d} + \psi_f \quad (2.21)$$

Pre synchronný motor upravíme obecné napäťové rovnice do následného tvaru:

$$u_{1d} = R_S \cdot i_{1d} + \frac{d(L_d \cdot i_{1d} + \psi_f)}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_{1q} = R_S \cdot i_{1d} + L_d \cdot \frac{di_{1d}}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_{1q} \quad (2.22)$$

$$u_{1q} = R_S \cdot i_{1q} + \frac{d(L_q \cdot i_{1q})}{dt} + \omega \cdot (L_d \cdot i_{1d} + \psi_f) = R_S \cdot i_{1q} + L_q \cdot \frac{di_{1q}}{dt} + \omega \cdot (L_d \cdot i_{1d} + \psi_f) \quad (2.23)$$

Pomocou predošlých napäťových rovníc určíme derivácie stavových veličín, to znamená statorové prúdy s použitím Laplaceovej transformácie:

$$sI_{1d} = \frac{1}{L_d} \cdot (U_{1d} - R_S \cdot I_{1d} + \omega \cdot L_q \cdot I_{1q}) \quad (2.24)$$

$$sI_{1q} = \frac{1}{L_q} \cdot (U_{1q} - R_S \cdot I_{1q} - \omega \cdot L_d \cdot I_{1d} - \omega \cdot \psi_f) \quad (2.25)$$

Maticový zápis stavových napät'ových rovníc, ktorý uvádzame ako nelineárny systém, bude potom vypadáť nasledovne:

$$s \begin{bmatrix} I_{1d} \\ I_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1d} \\ I_{1q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{1d} \\ U_{1q} - \omega \psi_f \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Mechanickú uhlovú rýchlosť je možné získať z pohybovej rovnice, ako deriváciu tretej stavovej premennej nasledovne:

$$s\Omega_m = \frac{1}{J_c} \cdot (M_e - M_L) \quad (2.27)$$

V závislosti na mechanickej uhlovej rýchlosti získame elektrickú rýchlosť motora pomocou vzťahu:

$$\omega = p \cdot \Omega_m \quad (2.28)$$

Z predošlých vzťahov je odvodený výpočet elektromagnetického momentu motora:

$$M_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\psi_{1d} \cdot i_{1q} - \psi_{1q} \cdot i_{1d}) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (2.29)$$

Vzťah elektromagnetického momentu motora môžeme zjednodušiť v prípade, keď indukčnosť L_d bude rovná indukčnosti L_q , znamená to, že motor má hladký rotor, potom:

$$M_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \psi_f \cdot i_q \quad (2.30)$$

Z posledného vzťahu je evidentné, že moment motora je daný súčinom kolmej teda momentovej zložky priestorového vektora satorového prúdu a spráženého konštantného budiaceho magnetického toku, ktorý vytvárajú permanentné magnety. [1], [2], [17]

2.1.4 Matematický popis priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi

Matematický model, popisujúci elektrický pohon, sa následne využije na návrh regulácie prebiehajúcej v regulačnej štruktúre ovládajúcej tento pohon. Elektromagnetický moment, ktorý je hlavnou regulačnou veličinou tohto riadenia, bude menený pomocou veľkosti a rýchlosti otáčania sa vektoru satorového magnetického toku. Dosiahnutie tejto regulácie zabezpečíme pomocou zodpovedajúcich napät'ových vektorov privádzaných na svorky satorového vinutia elektrického pohonu. Ďalším potrebným, z matematického odvodenia nadobudnutým vzťahom, je transformácia

zložiek vektorov medzi súradnicovými systémami. Počítame s Parkovou a Clarkovou transformáciou, ktorá vychádza z matematického popisu uvažujúceho nevyvedený stred elektrického pohonu. V tejto súvislosti bude na riadenie elektrického pohonu postačovať meranie dvoch aktuálnych hodnôt prúdov z troch fáz statorového vinutia. Faktom tiež ostáva, že riadenie nevyžaduje aktuálnu polohu rotora tak, ako sa s tým môžeme stretnúť pri vektorovom riadení. V obslužnom riadiacom systéme sa reguluje požadovaný moment a jalový výkon. Pri každom získaní hodnôt meraných veličín v čase, sa vykoná sled matematických operácií regulačnej štruktúry tak, aby bolo možné do regulačnej štruktúry zadávať priamo požadované hodnoty elektromagnetického momentu elektrického pohonu. Aktuálny statorový magnetický tok je v dvojzložkovom statorovom súradnicovom systéme určený vzťahom:

$$\psi_{1\alpha} = \int (u_{1\alpha} - R_S \cdot i_{1\alpha}) dt \quad (2.31)$$

$$\psi_{1\beta} = \int (u_{1\beta} - R_S \cdot i_{1\beta}) dt \quad (2.32)$$

Do vzťahu sú dosadené transformované hodnoty napätí a prúdov odvodené zo vzťahov:

$$\underline{u}_1^S = u_{1\alpha} + j \cdot u_{1\beta} \quad (2.33)$$

$$\underline{i}_1^S = i_{1\alpha} + j \cdot i_{1\beta} \quad (2.34)$$

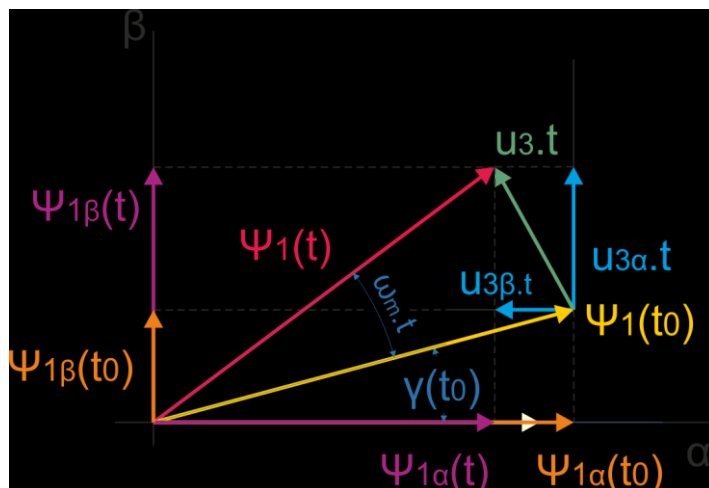
$$\underline{\psi}_1^S = \psi_{1\alpha} + j \cdot \psi_{1\beta} \quad (2.35)$$

Zložky prúdu $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ získame z Clarkovej transformácie 3/2 (kapitola 2.1.3) nameraných fázových prúdov i_{1a} , i_{1b} . Napätia $u_{1\alpha}$, $u_{1\beta}$ získame rekonštrukciou z meraného napätia medziobvodu u_{DC} a vektorom spínacej kombinácie. Tým pádom je evidentné, že pri každom odbere vzoriek v čase, je na svorky motora privádzaný jeden z vektorov napätia, potom platí:

$$\psi_{1\alpha}(t) = u_{1\alpha} \cdot t - R_S \int i_{1\alpha} dt + \psi_{1\alpha}(t_0) \quad (2.36)$$

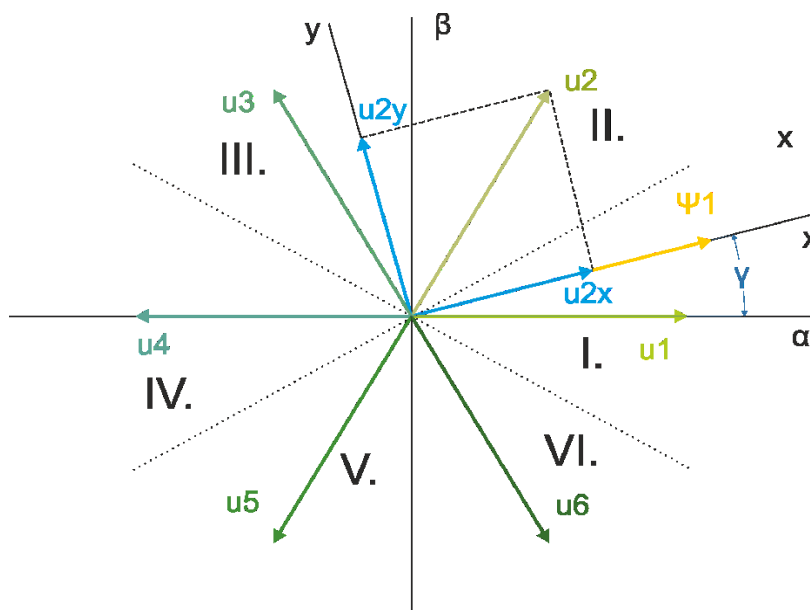
$$\psi_{1\beta}(t) = u_{1\beta} \cdot t - R_S \int i_{1\beta} dt + \psi_{1\beta}(t_0) \quad (2.37)$$

kde $\psi_{1\alpha}(t_0)$ a $\psi_{1\beta}(t_0)$ sú počiatočné hodnoty magnetického toku statora. Napätiami $u_{1\alpha}$, $u_{1\beta}$ reprezentujú privádzaný napäťový vektor na svorky motora v čase t . Prúdy $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, sú zložky meraného statorového prúdu a R_S je odpor vinutia statora. Na obr.2.9 je zobrazená zmena magnetického toku statora v čase pri otáčaní rotora proti smeru hodinových ručičiek, docielená pomocou privedeného napäťového vektora. Elektromagnetický krútiaci moment bude možné meniť v závislosti na magnetickom statorovom toku pomocou aplikácie jedného z napäťových vektorov. Napäťové vektory, ktoré je možné na zmenu statorového magnetického toku použiť sú zobrazené na obr.2.10. Z obr.2.10 je tiež možné vidieť priamu zložku aplikovaného napäťového vektora, uvedenú v orientovanom súradnicovom systéme, označenú ako u_{2x} , ktorá mení veľkosť magnetického toku statora vyplývajúcu z obr.2.9 a tiež nepriamu zložku aplikovaného napäťového vektora, uvedenú v orientovanom súradnicovom systéme, označenú ako u_{2y} , ktorá mení rýchlosť otáčania magnetického toku statora. Zmena elektromagnetického momentu potom nastáva tak, že je použitý najbližší napäťový vektor vybraný podľa jeho nepriamej zložky. Pokiaľ nie je požadovaná zmena elektromagnetického momentu, ale zväčšenie, alebo zmenšenie hodnoty magnetického toku, potom je použitý najbližší napäťový vektor vybraný podľa jeho nepriamej zložky.



Obr. 2. 9. Zmena magnetického toku statora v čase t

Ak je požadovaná zmena elektromagnetického momentu aj magnetického toku statora, je vhodné požadovaný napäťový vektor zvoliť podľa jeho najbližšej priamej a nepriamej zložky v rovnakom pomere. Pokiaľ budú použité nulové napäťové vektory u_0 a u_7 , je zrejmé, že hodnota statorového magnetického toku, by mala ostať v jeho pôvodnej hodnote. To však platí iba pre indukčné motory, pretože väzba statorového magnetického toku je jednoznačne určená statorovým napätím. Pri zvolení synchronného motora s permanentnými magnetmi nie je situácia po použití nulových vektorov napätia rovnaká, ako v prípade indukčných motorov. Táto skutočnosť nastáva, pretože statorový magnetický tok sa bude meniť aj pri privedení nulového napäťového vektora na svorky motora, vďaka otáčajúcim sa permanentným magnetom obsiahlym v rotore, ktoré vyvolávajú prirodzený magnetizmus. V dôsledku toho, nie je možné nulové napäťové vektory použiť pre riadenie magnetického toku statora. Inými slovami, ostáva magnetický statorový tok pri použití nulových napäťových vektorov stále v pohybe. [12], [23]



Obr. 2. 10. Zobrazenie vektora statorového magnetického toku a statorového napätia

Na výpočet magnetického satorového toku, sú použité zložky napätia priloženého na svorky satorového vinutia. Pri metóde priameho riadenia momentu, sú tieto zložky získané z rekonštrukcie napätie. Rekonštruované napätie, vychádza z hodnoty napätia medziobvodu a spínacej kombinácie na polovodičových prvkoch striedača. Na popis satorového napätia použijeme definíciu priestorového vektoru z kapitoly 2.1.2, potom :

$$\underline{u}_1^S = \frac{2}{3} (u_{1a} \cdot \underline{a}^0 + u_{1b} \cdot \underline{a}^1 + u_{1c} \cdot \underline{a}^2) \quad (2.38)$$

kde u_{1a} , u_{1b} , u_{1c} sú okamžitých hodnoty jednotlivých fáz satorového napätia. Ak sú jednotlivé vinutia napájané meničom tak, ako popisuje obrázok *obr.2.13*, napätie satorového vinutia udávajú polovodičové spínače T_1 až T_6 . Spínače potom rozhodujú či je na fázovom vinutí kladné, nulové, alebo záporné napätie. Na fáze L1-a je po zopnutí spínača T_1 a rozopnutí spínača T_2 pripojené kladné napätie z medziobvodu, pri zopnutí spínača T_2 a rozopnutí spínača T_1 je to napätie záporné. Týmto spôsobom môžeme pri šiestich spínačoch získať celkovo osem napäťových vektorov, ktoré sú zobrazené na *obr.2.10*. Napäťovú hodnotu príslušného priestorového vektora satora určíme pomocou spínacej kombinácie a hodnoty napätia medziobvodu nepriameho meniča frekvencie, teda:

$$\bar{u}_s(T_{1,2}, T_{3,4}, T_{5,6}) = \frac{2}{3} u_{DC} \left(f(T_{1,2}) + f(T_{3,4}) e^{j\frac{2}{3}\pi} + f(T_{5,6}) e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \quad (2.39)$$

kde u_{DC} je napätie medziobvodu nepriameho meniča frekvencie, koeficient $2/3$ vychádza z Parkovej transformácie, $f(T_{1,2})$, $f(T_{3,4})$, $f(T_{5,6})$ sú funkcie spínačov jednotlivých fáz meniča napájajúceho satorové vinutie elektrického pohonu. Hodnota jednotlivých napätí medzi satorovými vinutiami, vzhľadom na funkciu spínačov potom učíme ako:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{a-b} &= u_{DC} (f(T_{1,2}) - f(T_{3,4})) \\ \bar{u}_{b-c} &= u_{DC} (f(T_{3,4}) - f(T_{5,6})) \\ \bar{u}_{c-a} &= u_{DC} (f(T_{5,6}) - f(T_{1,2})) \end{aligned} \quad (2.40)$$

V tomto prípade budú napätia na vinutiach elektrického pohonu nadobúdať hodnoty:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{1a} &= (\bar{u}_{a-b} - \bar{u}_{c-a}) / 3 \\ \bar{u}_{1b} &= (\bar{u}_{b-c} - \bar{u}_{a-b}) / 3 \\ \bar{u}_{1c} &= (\bar{u}_{c-a} - \bar{u}_{b-c}) / 3 \end{aligned} \quad (2.41)$$

Pokiaľ je menič napájaný jednosmerným napätím medziobvodu a spínacie stavy substituujú toto napätie na satorové fázy elektrického pohonu môžeme napísať:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{1a} &= \frac{1}{3} u_{DC} (2 \cdot f(T_{1,2}) - f(T_{3,4}) - f(T_{5,6})) \\ \bar{u}_{1b} &= \frac{1}{3} u_{DC} (-f(T_{1,2}) + 2 \cdot f(T_{3,4}) - f(T_{5,6})) \\ \bar{u}_{1c} &= \frac{1}{3} u_{DC} (-f(T_{1,2}) - f(T_{3,4}) + 2 \cdot f(T_{5,6})) \end{aligned} \quad (2.42)$$

Na základe odvodenia vzťahu 2.42 môžu určiť spínacie kombinácie jednotlivých napäťových vektorov, ktoré podľa obr.2.13 slúžia na spínanie polovodičových spínačov striedača na nepriamom meniči frekvencie. Ako pulz zopnutia jednotlivého polovodičového spínača budeme uvažovať log 1, potom pulz rozopnutia spínača bude predstavovať log.0. Takto získame pre šesť polovodičových spínačov šesťbitové logické číslo, ktoré pre jednoduchšie ovládanie môžeme z binárneho vzťahu prepísať do dekadického. V Tab.2.1. sú pre jednotlivé napäťové vektory zobrazené na obr.2.10, rozpísané spínacie kombinácie, spolu z dekadickou hodnotou určujúcou zopnutie a rozopnutie spínačov striedača.

Tab.2. 1. Vytvorenie napäťových vektorov jednotlivými spínacími kombináciami

napäťové vektory	u_0	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_7
zopnuté polovodičové spínače	T2,T4,T6	T1,T4,T6	T1,T3,T6	T3,T2,T6	T3,T5,T2	T5,T2,T4	T1,T5,T4	T1,T3,T5
[dekadická hodnota napäťového vektora]	[21]	[22]	[26]	[25]	[41]	[37]	[38]	[42]

Hodnoty napäťových vektorov učíme z matematického vzťahu 2.42. Veľkosť napätia priloženého na svorky statorového vinutia elektrického pohonu, bude následne závisieť na spínacej kombinácii striedača a hodnoty napätia napäťového medziobvodu nepriameho meniča frekvencie. Po prepočítaní hodnôt do jednotlivých súradnicových systémov, budú zložky nadobúdať hodnoty napätí popísaných v Tab.2.2.

Tab.2. 2. Veľkosti napäťových zložiek jednotlivých napäťových vektorov

	u_0	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_7
u_{1a} [V]	0	$\frac{2}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	0
u_{1b} [V]	0	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	0
u_{1c} [V]	0	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	0
$u_{1\alpha}$ [V]	0	$\frac{2}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	0
$u_{1\beta}$ [V]	0	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}u_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}u_{DC}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}u_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}u_{DC}$	0

Na základe výsledného statorového magnetického toku a aktuálneho statorového prúdu vo vinutí, sú určené vzťahy pre výpočet momentu a jalového výkonu nasledovne:

$$M = K_m(\psi_{1\alpha}i_{1\beta} - \psi_{1\beta}i_{1\alpha}) \quad (2.43)$$

$$q = K_m\omega_m(\psi_{1\alpha}i_{1\alpha} - \psi_{1\beta}i_{1\beta}) \quad (2.44)$$

kde konštanta K_m , vychádzajúca z matematického modelu a je zvolená tak, aby platila invariantnosť výkonu:

$$K_m = \frac{3}{2} \cdot p_p \quad (2.45)$$

kde p_p je počet pólov motora.

Výsledné hodnoty momentu a jalového výkonu z matematických vzťahov 2.43 a 2.44 je potrebné zosumarizovať zo zadanými hodnotami. Keďže je cieľom nášho odvodenia metóda priameho riadenia momentu, budú práve tieto veličiny zadávané obsluhou elektrického pohonu do regulačnej štruktúry. Korekcia hodnôt momentu a jalového výkonu, prebehne v nasledujúcom odvodení najjednoduchším spôsobom a teda ich odčítaním. Ďalšie výpočty počítajúce s rozdielom vypočítaných a zadaných veličín momentu a jalového výkonu bude prebiehať v systéme orientovaných súradníc $[x, y]$, orientovaný na priestorový vektor spráženého magnetického toku statora Ψ_1 . Klasická metóda priameho riadenia momentu riadi veľkosť magnetického toku statoru v predom definovanom hysteréznom pásme. To slúži aj kvôli možnému neustálemu kolísaniu regulovanej hodnoty, a tiež pre jednoduchší výpočet riadenia. Hysterézne pásmo je tvorené zadanými hodnotami hysterézií v komparátoroch. Komparátory s hysteréziou udávajú na základe veľkosti výsledného rozdielu hodnôt momentu a jalového výkonu, signál nadobúdajúci vždy hodnotu 1, alebo 0. Funkcia komparátorov s hysteréziou je potom nasledovná:

$$\begin{aligned} (q_z - q) > HQ & \rightarrow s_q = 1, u_{1x} > 0 \Rightarrow \text{sgn}(u_{1x}) = s_q \\ (q_z - q) < -HQ & \rightarrow s_q = 0, u_{1x} < 0 \end{aligned} \quad (2.45)$$

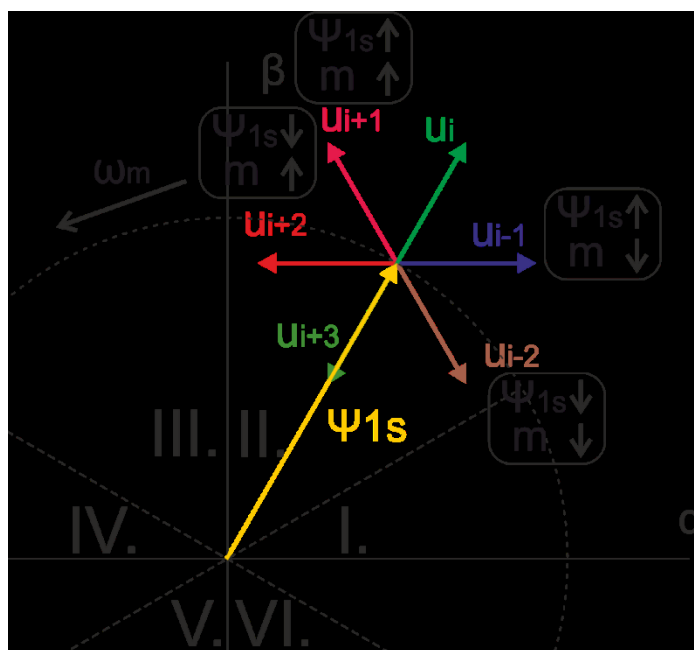
$$\begin{aligned} (M_z - m) > HM & \rightarrow s_m = 1, u_{1y} > 0 \Rightarrow \text{sgn}(u_{1y}) = s_m \\ (M_z - m) < -HM & \rightarrow s_m = 0, u_{1y} < 0 \end{aligned} \quad (2.46)$$

Kde q_z a m_z sú žiadané hodnoty momentu a jalového výkonu, u_{1x} a u_{1y} sú zložky vektora statorového napätia, HQ a HM sú zadané hysterézie dvojpohových regulátorov, ktoré významne ovplyvňujú vlastnosti regulácie a vytvárajú hysterézne pásma, s_q a s_m sú výstupné signály dvojpohových regulátorov. Pri synchronnom motore s permanentnými magnetmi môžeme uvažovať o maximálnej účinnosti pokiaľ, sa bude hodnota jalového výkonu blížiť k 0, teda $q_z=0$. Ďalším dôležitým parametrom k určeniu spínacej kombinácie striedača je určenie polohy vektora statorového magnetického toku. Poloha vektora statorového toku je určená zo znamienok okamžitých hodnôt fázových statorových tokov ψ_{1a} ψ_{1b} ψ_{1c} . Tie získame späťou Clarkovej transformáciou z dvojzložkového statorového súradnicového systému aktuálneho magnetického toku statora.

Tab.2. 3. Určenie polarity vektoru magnetického toku v jednotlivých sektoroch

sektor	$< \psi_{1a} >$	$< \psi_{1b} >$	$< \psi_{1c} >$
$-30^\circ \div 30^\circ \rightarrow \text{I}$	+	-	-
$30^\circ \div 90^\circ \rightarrow \text{III}$	+	+	-
$90^\circ \div 150^\circ \rightarrow \text{II}$	-	+	-
$150^\circ \div 210^\circ \rightarrow \text{VI}$	-	+	+
$210^\circ \div 270^\circ \rightarrow \text{IV}$	-	-	+
$270^\circ \div 330^\circ \rightarrow \text{V}$	+	-	+

Vo výslednom hysteréznom pásme, potom určíme na základe požadovaného momentu, jalového výkonu, smeru a sektoru spínaný napäťový vektor. K dispozícii máme osem napäťových vektorov, z toho dva nulové napäťové vektory. Vektory sú zobrazené na *obr.2.10*. Výber napäťového vektora prebehne podľa určeného sektoru, v ktorom sa nachádza vektor statorového magnetického toku. Jednotlivé sektory sú označené rímskymi číslicami I. až IV. a ich rozmiestnenie je uvedené na *obr.2.10*. Z *obr.2.10* môžeme ďalej vidieť, že každému sektoru je priradený vždy iba jeden napäťový vektor. Výber napäťového vektora môžeme vidieť na *obr.2.11*. Na základe *Tab.2.3* prebehne určenie sektoru v ktorom sa nachádza vektora statorového magnetického toku. Ten určí svojím označením parameter i . Teda pokiaľ je vektor statorového magnetického toku v druhom sektore, tak ako to zobrazuje *obr.2.11*, bude sa parameter i rovnat' dvom. Napäťové vektory s označením u_{i+1} a u_{i-1} , v druhom sektore sú to vektory u_3 a u_1 , majú kladné priame zložky, čo vedie k zvýšeniu hodnoty magnetického statorového toku. Napäťové vektory s označením u_{i+2} a u_{i-2} , v druhom sektore sú to vektory u_4 a u_6 , majú záporné priame zložky, čo vedie k zníženiu hodnoty magnetického statorového toku, ktorý súvisí s požadovanou hodnotou jalového výkonu. Elektromagnetický moment učíme na základe nepriamej zložky u jednotlivých vektorov. Pokiaľ budeme uvažovať s otáčaním rotoru proti smeru hodinových ručičiek, nadobúdajú napäťové vektory u_{i+1} a u_{i+2} kladnú hodnotu elektromagnetického momentu, pretože ich nepriame zložky majú kladnú hodnotu. Naopak napäťové vektory u_{i-1} a u_{i-2} , majú záporné nepriame zložky, čo vedie k zníženiu výsledného elektromagnetického momentu na elektrickom pohone. Napäťové vektory s označením u_i a u_{i+3} , pôsobia len na hodnotu výsledného statorového magnetického toku a ich výsledný účinok na elektromagnetický moment elektrického pohonu je nulový.



Obr. 2. 11. Výber spínacieho napäťového vektora na základe požadovaného elektromagnetického momentu

Vychádzajúc z *Tab. 2.3*, ktorá určí výber sektor, v ktorom sa nachádza statorový magnetický tok, spolu s využitím výsledných signálov s_q a s_m , dvojpolohového regulátora a požadovaným smerom otáčania rotoru elektrického pohonu určíme *Tab.2.4* a *Tab.2.5*, ktoré zobrazujú výber výsledného vektor statorového napätia. Rozhodujúci výber medzi *Tab.2.4* a *Tab.2.5* určí požadovaný smer otáčania rotoru.

Tab.2. 4. Určenie napäťového vektora pre kladný smer otáčania motora

	s_q	1	0	1	0
	s_m	1	1	0	0
Sektor I.		u_2	u_3	u_7	u_0
Sektor III.		u_3	u_4	u_0	u_7
Sektor II.		u_4	u_5	u_7	u_0
Sektor VI.		u_5	u_6	u_0	u_7
Sektor IV.		u_6	u_1	u_7	u_0
Sektor V.		u_1	u_2	u_0	u_7

Tab.2. 5. Určenie napäťového vektora pre záporný smer otáčania motora

	s_q	1	0	1	0
	s_m	1	1	0	0
Sektor I.		u_6	u_5	u_7	u_0
Sektor III.		u_1	u_6	u_0	u_7
Sektor II.		u_2	u_1	u_7	u_0
Sektor VI.		u_3	u_2	u_0	u_7
Sektor IV.		u_4	u_3	u_7	u_0
Sektor V.		u_5	u_4	u_0	u_7

V tabuľkách je k jednotlivým sektorom priradených osem napäťových vektorov. V každom sektore, je možné zopnúť jeden zo štyroch napäťových vektorov, na základe výsledných signálov dvojpolohových regulátorov. V tabuľkách sú tiež použité nulové napäťové vektory u_0 a u_7 , niektorých z literárnych zdrojov napr. [12] sa domnievajú, že by na riadenie synchronného motora s permanentnými magnetmi tieto vektory nemali byť použité. Ich úvaha vychádza z myšlienky popísanej pri *obr.2.9* a teda, pokiaľ budú použité nulové napäťové vektory u_0 a u_7 , je zrejmé, že hodnota statorového magnetického toku, by mala ostať v jeho pôvodnej hodnote. To však platí iba pre indukčné motory, pretože väzba statorového magnetického toku je jednoznačne určená statorovým napätím. Pri zvolení synchronného motora s permanentnými magnetmi nie je situácia po použití nulových vektorov napätia rovnaká, ako v prípade indukčných motorov. Táto skutočnosť nastáva, pretože statorový magnetický tok sa bude meniť aj pri privedení nulového napäťového vektora na svorky motora, vďaka otáčajúcim sa permanentným magnetom obsiahlym v rotore, ktoré vyvolávajú prirodzený magnetizmus. V dôsledku toho, nie je

možné nulové napäťové vektory použiť pre riadenie magnetického toku statora. Inými slovami, ostáva magnetický statorový tok pri použití nulových napäťových vektorov stále v pohybe. Táto alternatíva bola vzaná do úvahy pri tvorbe spínacích tabuliek *Tab.2.6* a *Tab.2.7*.

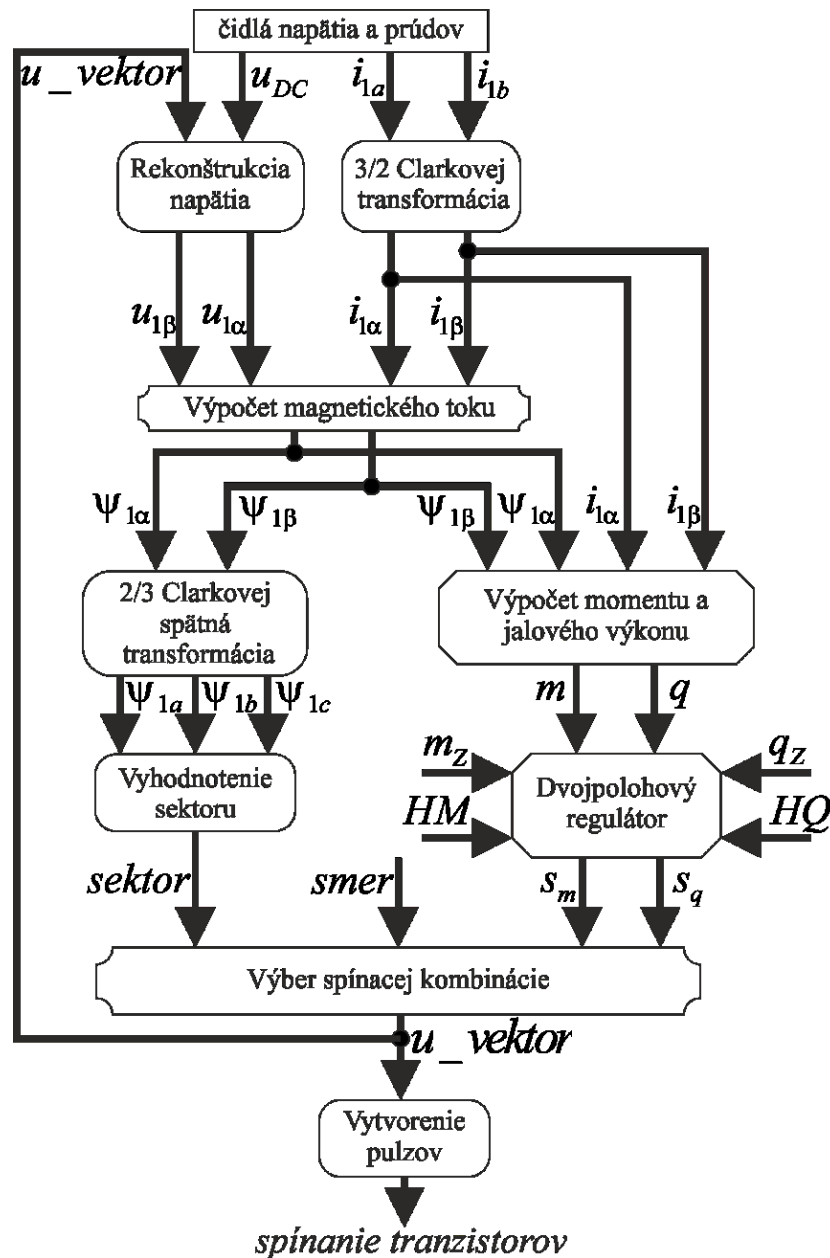
Tab.2. 6. Určenie napäťového vektora pre kladný smer otáčania motora, bez použitia nulových napäťových vektorov

	s_q	1	0	1	0
	s_m	1	1	0	0
Sektor I.		u_2	u_3	u_6	u_5
Sektor III.		u_3	u_4	u_1	u_6
Sektor II.		u_4	u_5	u_2	u_1
Sektor VI.		u_5	u_6	u_3	u_2
Sektor IV.		u_6	u_1	u_4	u_3
Sektor V.		u_1	u_2	u_5	u_4

Tab.2. 7. Určenie napäťového vektora pre záporný smer otáčania motora, bez použitia nulových napäťových vektorov

	s_q	1	0	1	0
	s_m	1	1	0	0
Sektor I.		u_6	u_5	u_2	u_3
Sektor III.		u_1	u_6	u_3	u_4
Sektor II.		u_2	u_1	u_4	u_5
Sektor VI.		u_3	u_2	u_5	u_6
Sektor IV.		u_4	u_3	u_6	u_1
Sektor V.		u_5	u_4	u_1	u_2

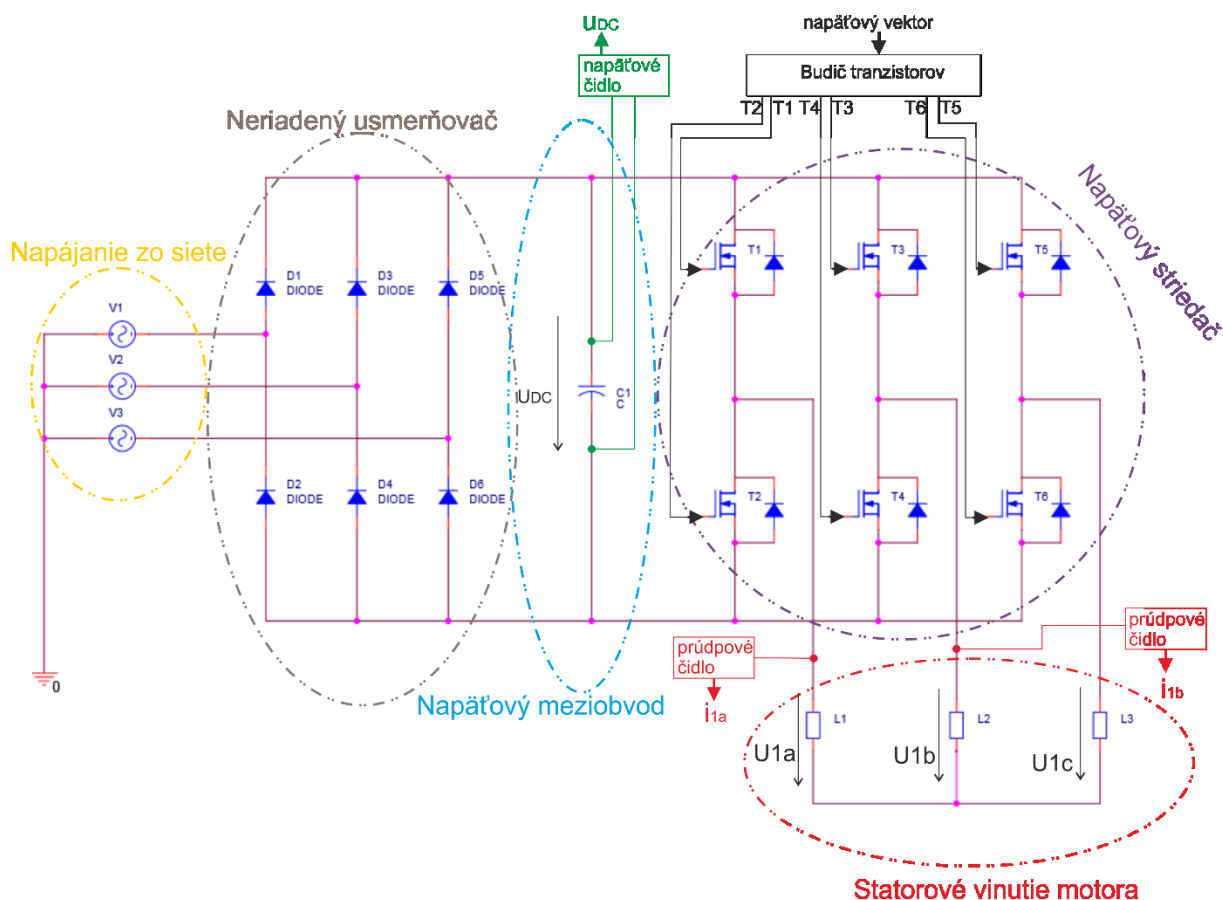
V spínacích tabuľkách *Tab.2.6* a *Tab.2.7*, boli nulové vektory nahradené takými nenulovými vektormi, ktoré znižujú absolútnu hodnotu elektromagnetického krútiaceho momentu. Ďalším argumentom tohto zavedenie bolo, že uplatnené nulové vektory, by neuskočili správne zmeny krútiaceho elektromagnetického momentu v závislosti na mechanickej časovej konštante motoru, ktorá môže byť pomerne dlhá v porovnaní s výslednou elektrickou časovou konštantou riadiaceho systému. Keďže v pôvodných spínacích tabuľkách nastáva zopnutie nulového vektora, pri požiadavke hysterézných komparátorov na zachovanie konštantnej hodnoty jalového výkonu, alebo momentu, mohlo by dochádzať k chybnej regulácii na základne nízkych resp. pomalých zmien týchto veličín. Výsledkom matematického popisu *kapitoly 2.1.4* je vývojový diagram zobrazený na *obr.2.12*. Diagram popisuje kompletnú regulačnú štruktúru metódy priameho riadenia momentu synchronného motora



Obr. 2. 12. Blokové schéma matematických operácií metódy priameho riadenia momentu

s permanentnými magnetmi. Vstupnými veličinami, sú aktuálne hodnoty statorových prúdov a aktuálna hodnota napätia medziobvodu nepriameho meniča frekvencie, spolu so záhadnými hodnotami elektromagnetického momentu, jalového výkonu, smeru otáčania elektrického pohonu a hysteréznymi hodnotami dvojpolohových regulátorov elektromagnetického momentu a jalového výkonu. Výstupnou veličinou je napäťový vektor, udávajúci spínanie kombináciu striedača nepriameho meniča frekvencie. Na obr.2.13 je zapojenie výkonovej časti nepriameho meniča frekvencie spolu so symbolickým znázornením statorového vinutia elektrického pohonu. V tejto súvislosti si môžeme všimnúť, odkiaľ sa z výkonovej časti získavajú hodnoty aktuálnych statorových prúdov a hodnota napätia medziobvodu

nepriameho meniča frekvencie, pre použitie v regulačnej štruktúre, a taktiež kam je privádzaný výsledný napäťový vektor určujúci spínací proces polovodičových spínačov. [1], [2], [4], [5], [12], [18], [23]

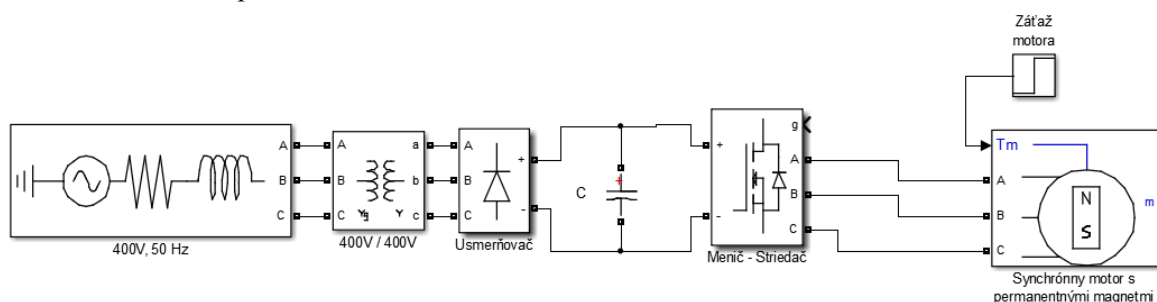


Obr. 2. 13. Zapojenie výkonovej časti elektrického pohonu napájaného nepriamym meničom frekvencie

2.2. Simulácia metódy priameho riadenia momentu v programe Matlab/Simulink

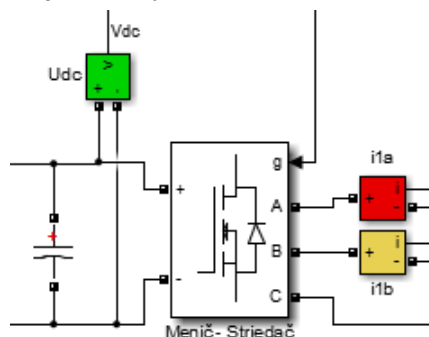
Na overenie funkčnosti navrhnutej vybranej metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi, bol použitý softvér Matlab/Simulink. Na základe navrhnutého vývojového diagramu, zobrazeného na obr.2.12, budú postupným uplatnením matematických vzťahov z predošlých kapitol, vytvorené jednotlivé početné bloky, ktorých simulácia vytvorí výsledné priebehy pozorovaných veličín v čase. Prvým krokom k simulačnému overeniu je vytvorenie výkonovej časti elektrického obvodu napájajúceho elektrický pohon. Ten vytvoríme pomocou výkonových blokov z knižnice Simulinku. Výkonová časť zobrazená na obr.2.14, vychádza z bloku reprezentujúceho trojfázovú sieť. Efektívne hodnoty združených napätí sú 400V, teda 230V pre fázové hodnoty s frekvenciou 50Hz. Sieť reprezentujúca v tomto prípade zdroj, je v zapojení do hviezdy s uzemneným stredom a nadobúda hodnoty rezistencie v rádoch stoviek ohmov a indukčnosti v rádoch desiatok henry. Energia zo siete prechádza oddeľujúcim

transformátorom, ktorý má primárne vinutie zapojené vo hviezde s uzemneným stredom a sekundárne zapojenie v zapojení do hviezdy. Energia z transformátora prechádza ďalej na nepriamy menič frekvencie, ktorý pozostáva z neriadeného usmerňovača tvoreného mostíkovým zapojením diód pre tri fáze napäťového medziobvodu, tvoreného kondenzátorovou batériou a striedačom tvoreným z unipolárnych tranzistorov v H zapojení (dané zapojenie môžeme vidieť na obr.2.13). Nepriamym meničom frekvencie je ďalej napájaný synchronný motor s permanentnými magnetmi, pri ktorom je možné zadať zmenu požadovaného mechanického momentu.



Obr. 2. 14. Výkonová časť simulačného modelu metódy priameho riadenia momentu

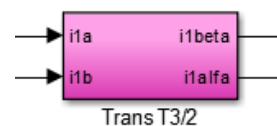
Funkcia regulačnej štruktúry metódy priameho riadenia momentu je založená na získanom napätí z kondenzátorovej batérie nepriameho meniča frekvencie a okamžitých statorových prúdov vinutia motora. Tie v programe Simulink získame pomocou meracích blokov, ktoré priamo zobrazujú danú veličinu v jej jednotkách. Funkčné bloky regulačnej štruktúry vychádzajú z vývojového diagramu zobrazeného na obr.2.12. Jednotlivé bloky štruktúry sú zaberané vždy na konkrétny matematický výpočet a v tejto kapitole sú rozdelené jednotlivými odrážkami.



Obr. 2. 15. Získanie aktuálnych hodnôt statorových prúdov a napätia na kondenzátorovej batérii

2.2.1 Popis použitých simulačných blokov v prostredí Simulink

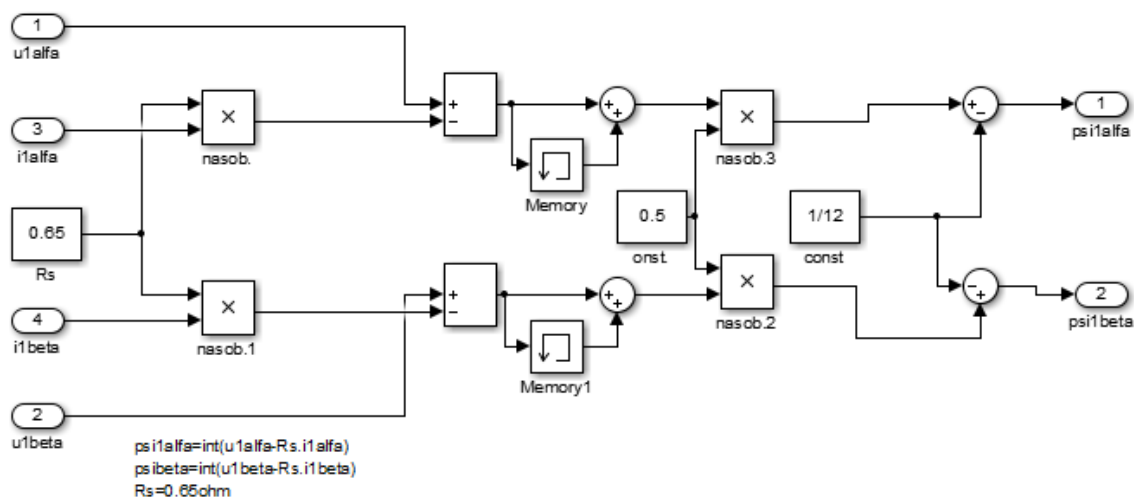
➤ Clarkovej transformácia: Pomocou bloku „Trans T3/2“ získame transformáciu, pri ktorej sa statorové fázové prúdy i_{1a} , i_{1b} transformujú z trojfázového systému [a,b,c] do dvojzložkového statorového súradnicového systému [α , β], transformácia sa vykoná pomocou matematických vzťahov 2.6, blok tejto transformácie vytvorený v prostredí Simulink je zobrazená na obr.2.16.



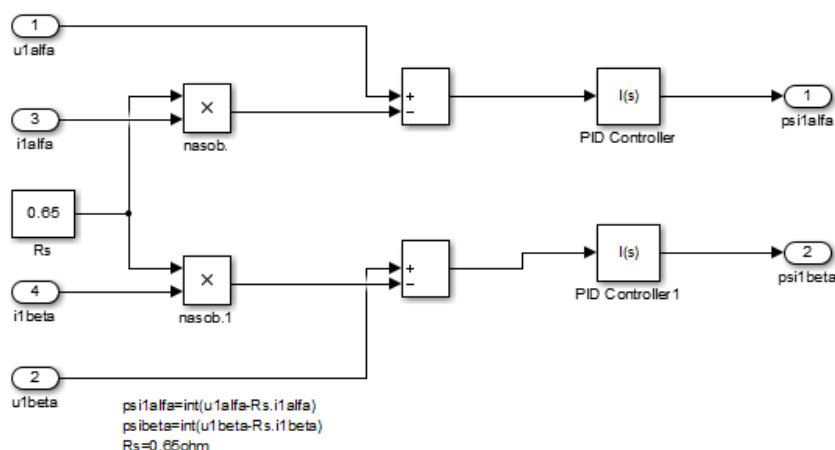
➤ Magnetický statorový tok: Pomocou bloku „Mag. tok“ získame hodnotu aktuálneho vektora statorového magnetického toku, ktorý je vo výsledku zobrazený v zložkách $\Psi_{1\alpha}$, $\Psi_{1\beta}$ statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$. Do bloku vstupujú aktuálne hodnoty vektora statorového prúdu, získané z meracích blokov a vektora statorového napätia, získaného z bloku rekonštrukcie napätia. Veličiny sú privádzané v zložkovom tvare statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$. Funkcia bloku vychádza z matematických vzťahov 2.31 a 2.32. Pri týchto vzťahoch, keďže obsahujú integrálny výpočet nastáva viac možností dosiahnutia výsledku. Prvou možnosťou je použitie základného integračného bloku z knižnice Simulink, ďalšie možnosti pozostávajú z využitia metód integrácie, alebo použitia odvodených vzťahov na integráciu. V programe Simulink bola na integrálny výpočet najskôr využitá najjednoduchšia metóda integrácie a to lichobežníková metóda. Lichobežníková metóda vychádza zo vzťahu 2.47 a prebieha v dvoch krokoch, inak povedané počíta integráciu s predšlou a aktuálnou hodnotou. Štruktúra bloku vypočítavajúca magnetický statorový tok je zobrazená na obr.2.18. Po experimentálnych simuláciách a doladovaní simulačných priebehov, bola v konečnom dôsledku vzhľadom experimentálne priebehy veličín, zavedená vzorkovacia frekvencia a výpočet integrácie pomocou využitia I regulátora obsiahleho v programových knižniciach Simulinku. Konečná štruktúra bloku vypočítavajúca magnetický statorový tok pomocou využitia I regulátoru je zobrazená na obr.2.19.



$$\int_b^a f(t) = \frac{(b-a)}{2} \times (f(a) + f(b)) - \frac{(b-a)^3}{12} \quad (2.47)$$

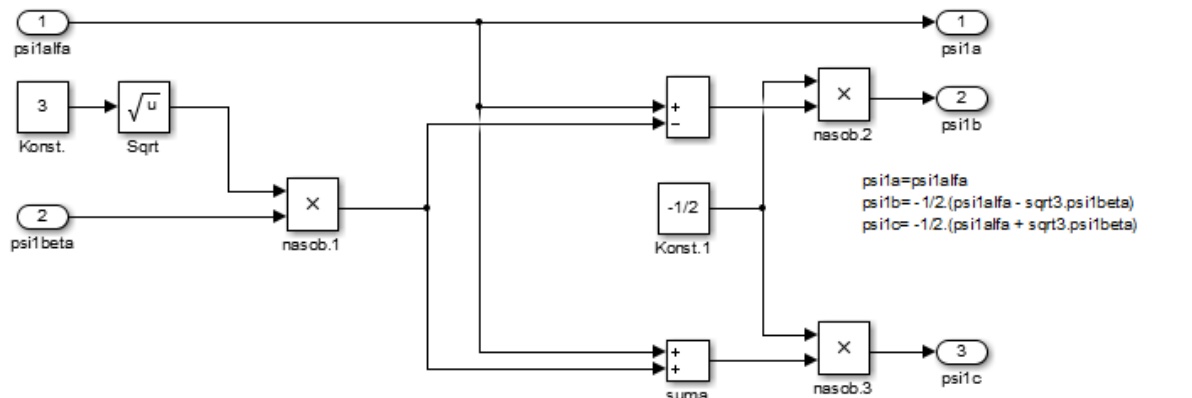


Obr. 2. 18. Štruktúra simulačného bloku výpočtu statorového magnetického toku



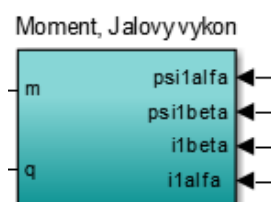
Obr. 2. 19. Štruktúra simulačného bloku výpočtu statorového magnetického toku s pomocou použitia I regulátora

➤ Parkova transformácia: Pomocou bloku „Trans T2/3“ získame transformáciu, pri ktorej sa statorový magnetický tok určený zložkami $\Psi_{1\alpha}$, $\Psi_{1\beta}$ transformuje z dvojzložkového statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$, do trojfázového súradnicového systému $[a, b, c]$, v ktorom vytvorí zložky Ψ_{1a} , Ψ_{1b} , Ψ_{1c} , tie predstavujú výstupné veličiny tohto bloku. Transformácia sa vykonáva pomocou matematických vzťahov 2.9, 2.10 a 2.11, blok vytvorený v prostredí Simulink vykonávajúci Parkovu transformáciu je zobrazená na obr.2.19.

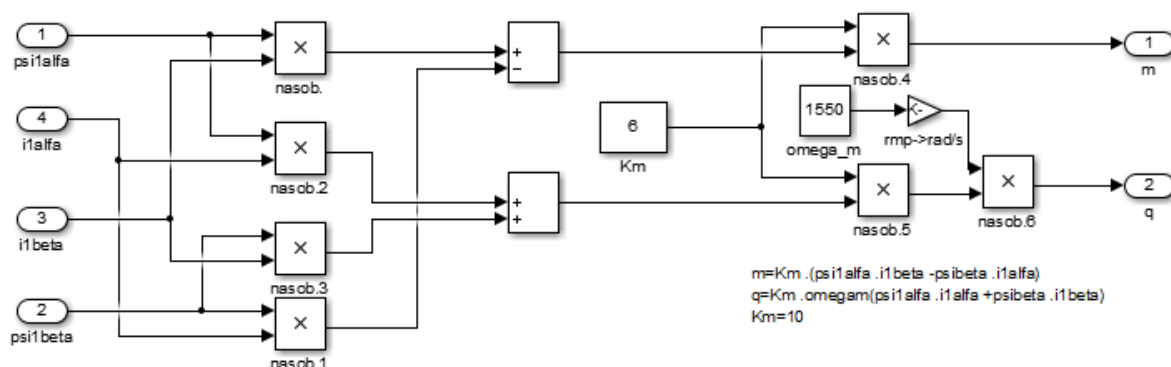


Obr. 2. 20. Simulačný blok transformácie z dvojzložkového statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$ do trojfázového systému $[a, b, c]$

➤ Výpočet momentu a jalového výkonu: Blokom „Moment, Jalový výkon“ sa v simulácii získavajú aktuálne hodnoty elektromagnetického momentu a jalového výkonu, ktoré predstavujú výstupy z týchto blokov. Tieto veličiny sa v bloku vypočítavajú zo vstupného, vektora magnetického statorového toku, presnejšie jeho zložiek $\Psi_{1\alpha}$, $\Psi_{1\beta}$ a vektora statorového prúdu, taktiež v zložkách statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$.

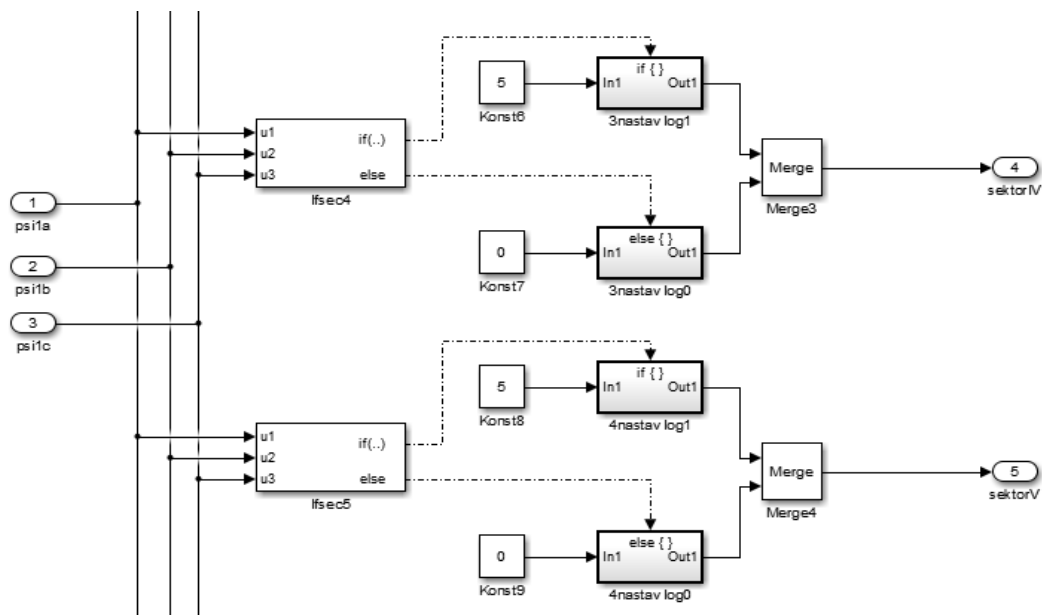
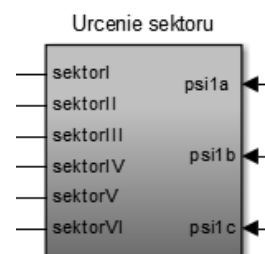


Funkčnosť bloku vychádza z matematických vzťahov 2.43 a 2.44. Štruktúra bloku počítajúca elektromagnetický moment a jalový výkon v prostredí Simulink je zobrazená na obr.2.21.



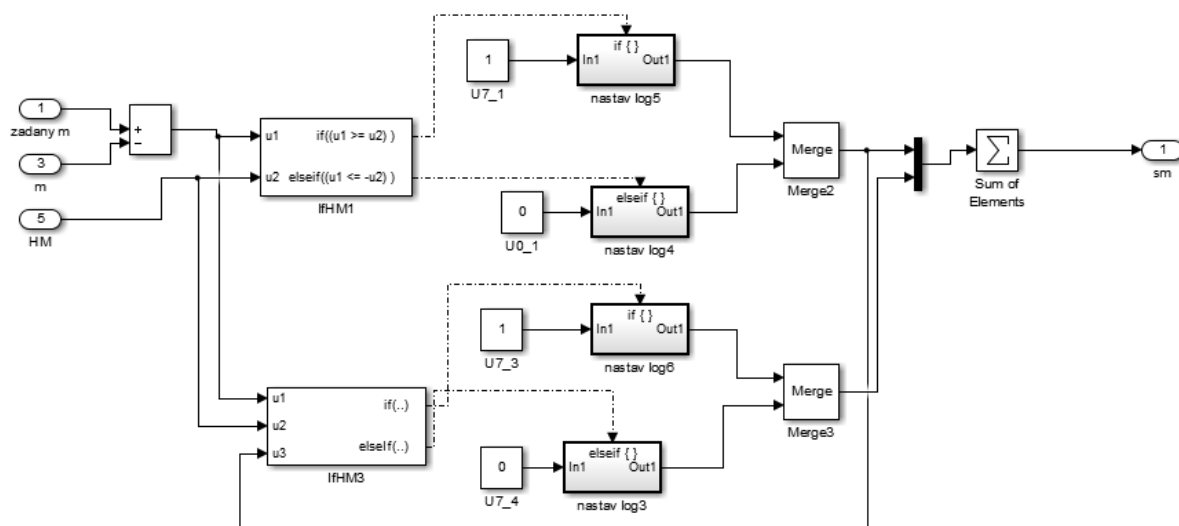
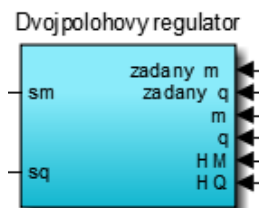
Obr. 2. 211. Štruktúra simulačného bloku na výpočet elektromagnetického momentu a jalového výkonu

➤ Vyhodnotenie sektoru vektoru magnetického statorového toku: Blok s označením „Určenie sektoru“ určí konkrétny sektor, v ktorom sa nachádza vektor magnetického toku statora. Výstupnou veličinou bloku je potom hodnota priradená ku konkrétnemu sektoru. Vstupnou veličinou, ktorá sa do bloku privádza je vektor magnetického toku statora, rozložený v trojfázovom systéme súradníc [a, b, c]. Funkcia bloku vychádza z priradení výstupných hodnôt určujúcich sektor na základe vstupných hodnôt vektoru magnetického statorového toku pomocou Tab.2.3 z predošlej sekcie. V programe Simulink je tento blok zhotovený pomocou podmienkových blokov *if*, ktoré porovnávajú vstupné zložky vektoru statorového magnetického toku a určia hodnotu sektoru. Časť tohto bloku z prostredia Simulink je možné vidieť na obr.2.22.



Obr. 2. 222. Časť simulačného bloku vyhodnotenia sektoru magnetického statorového toku

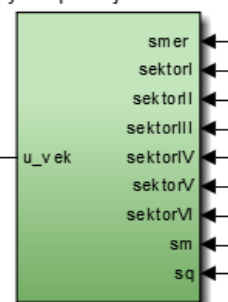
➤ Dvojpohový regulátor momentu a jalového výkonu: Blokom „Dvojpohový regulátor“ sa v simulácii získavajú aktuálne hodnoty signálov s_q a s_m , ktoré predstavujú výstupy dvojpohových regulátorov s hystereziou. Tieto signály sa v bloku získavajú zo vstupnej hodnoty elektromagnetického momentu a jalového výkonu, zadáných hodnôt elektromagnetického momentu a jalového výkonu a hystrezných pásiem regulátorov. Funkčnosť bloku vychádza z matematických vzťahov 2.45 pre elektromagnetický moment a 2.46 pre jalový výkon. Štruktúra bloku sumarizuje zadanú hodnotu momentu, alebo jalového výkonu s žiadanou hodnotou momentu, alebo jalového výkonu a prevádza ju funkciu dvojpohového regulátora, u ktorého je možné nastaviť medzu hysterezie prostredníctvom parametru HM alebo HQ. V prostredí Simulink je interpretovaná na obr.2.23. štruktúra pre reguláciu elektromagnetického momentu, pre reguláciu jalového výkonu je použitá rovnaká štruktúra, líšia sa len vstupné a na základe ich aj výstupné veličiny.



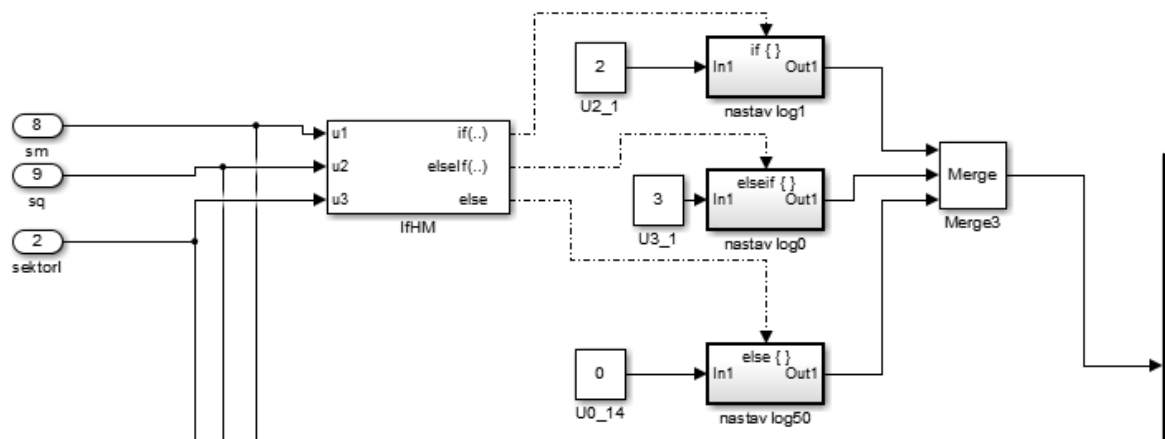
Obr. 2. 23. Štruktúra simulačného bloku dvojpohového regulátora elektromagnetického momentu

➤ Výber spínacej kombinácie: Blok „Výber spínacej kombinácie“ v simulácii získava hodnotu u_{VEK} , reprezentujúcu aktuálny spínací napäťový vektor, ktorý je privádzaný na budič tranzistorov striadača nepriameho meniča frekvencie. Vektor sa v bloku získavajú z privedenej hodnoty určujúcej sektor vektora magnetického toku, signálov s_q a s_m , ktoré predstavujú výstupy dvojpohových regulátorov s hystereziou a požadovaného smeru, ktorý je zadávaný konštantnou veličinou v hodnote 1 pre kladný smer a v hodnote 2 pre smer záporný. Tieto veličiny predstavujú vstupy simulačného bloku. Funkcia bloku vychádza z priradení výstupnej veličiny vektora na základe vstupných veličín pomocou Tab.2.4, pre kladný smer otáčania rotora a Tab.2.5, pre záporný smer otáčania rotora. V programe Simulink je tento blok zhotovený pomocou podmienkových blokov *if*, na základe ktorých je určený napäťový vektor, podľa predom uvedených tabuliek. V simulácii je tiež riešená druhá varianta výberu spínacej kombinácie na základe Tab.2.6 a Tab.2.7, pre opačný smer otáčania rotora elektrického

Výber spínacej kombinácie

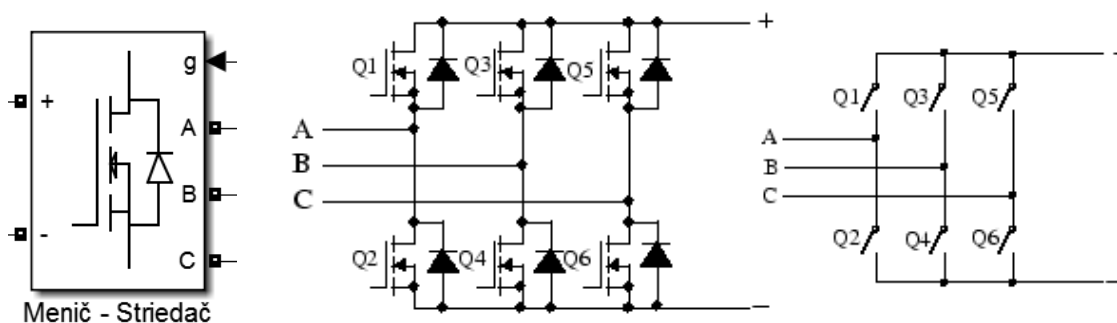


pohonu, výsledné rozdiely v simulácii sú uvedené v jej priebehoch. Časť tohto bloku je uvedená na obr.2.24, z podobnej interpretácie použitia daných blokov sú získané oba celistvé subsystemy.



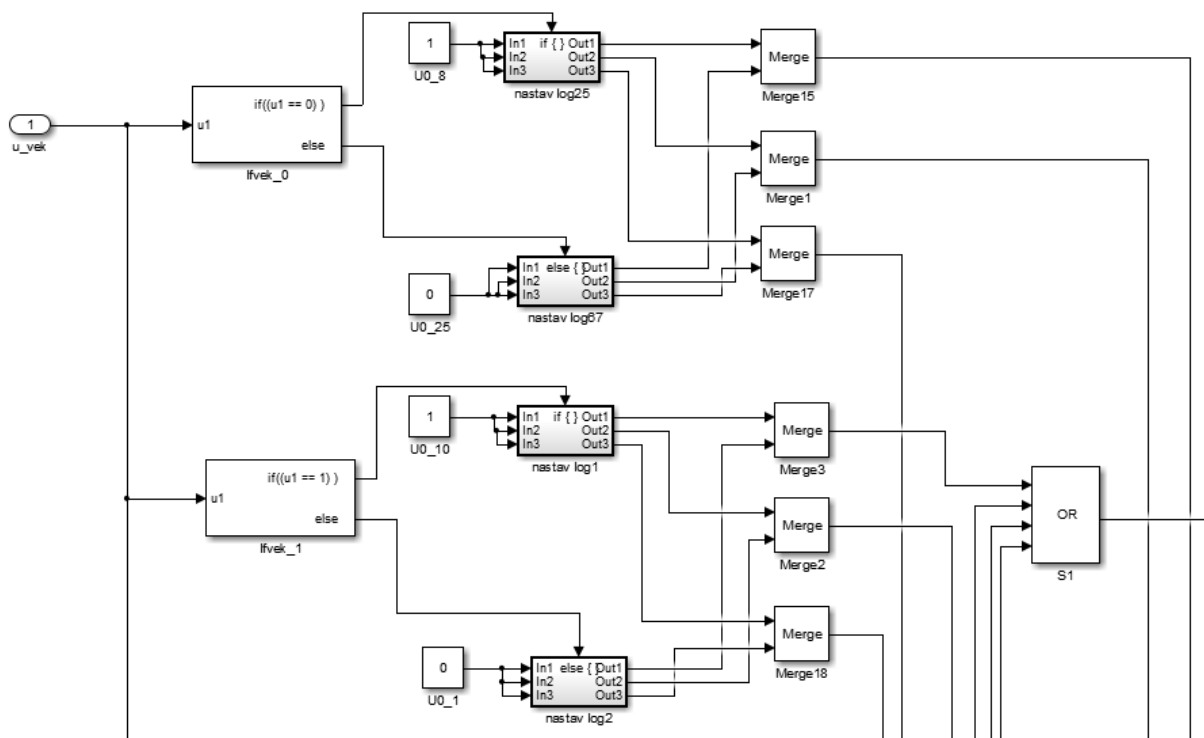
Obr. 2. 24. Časť štruktúry simulačného bloku výberu spínacej kombinácie

➤ Tvorba pulzov: Blokom „Vektory U“ sa v simulácii získavajú spínacie pulzy, ktorý po privedení na blok striadača nepriameho meniča frekvencie spínajú a rozpínajú jednotlivé tranzistory meniča. Spínacie pulzy sa v bloku získavajú z privedenej hodnoty u_{VEK} , reprezentujúcu aktuálny spínací napäťový vektor. Funkcia bloku vychádza z priradenia výstupného pulzu každého spínača na základe vstupnej hodnoty vektoru u_{VEK} podľa Tab.2.1. Keďže má v prostredí Simulinku menič-striedač iné poradie spínania tranzistorov z budiča musíme Tab.2.1. upraviť tak, aby boli spínacie pulzy jednotlivých napäťových vektorov prirádzané na striadač podľa jeho štruktúry zobrazenej na obr.2.25.



Obr. 2. 25. Zapojenie meniča-striedača zloženého z unipolárnych tranzistorov v prostredí Simulink

Adekvátne spínacie pulzy v prostredí Simulinku sú potom vytvorené pomocou bloku zhotoveného z podmienkových blokov *if*, a logických funkcií OR, vždy pre jeden zo spínačov striadača, na základe privedeného vektoru napätia u_{VEK} . Časť tohto bloku je uvedená na obr.2.26, z podobnej interpretácie použitia daných blokov je zhotovený celý subsystem bloku.

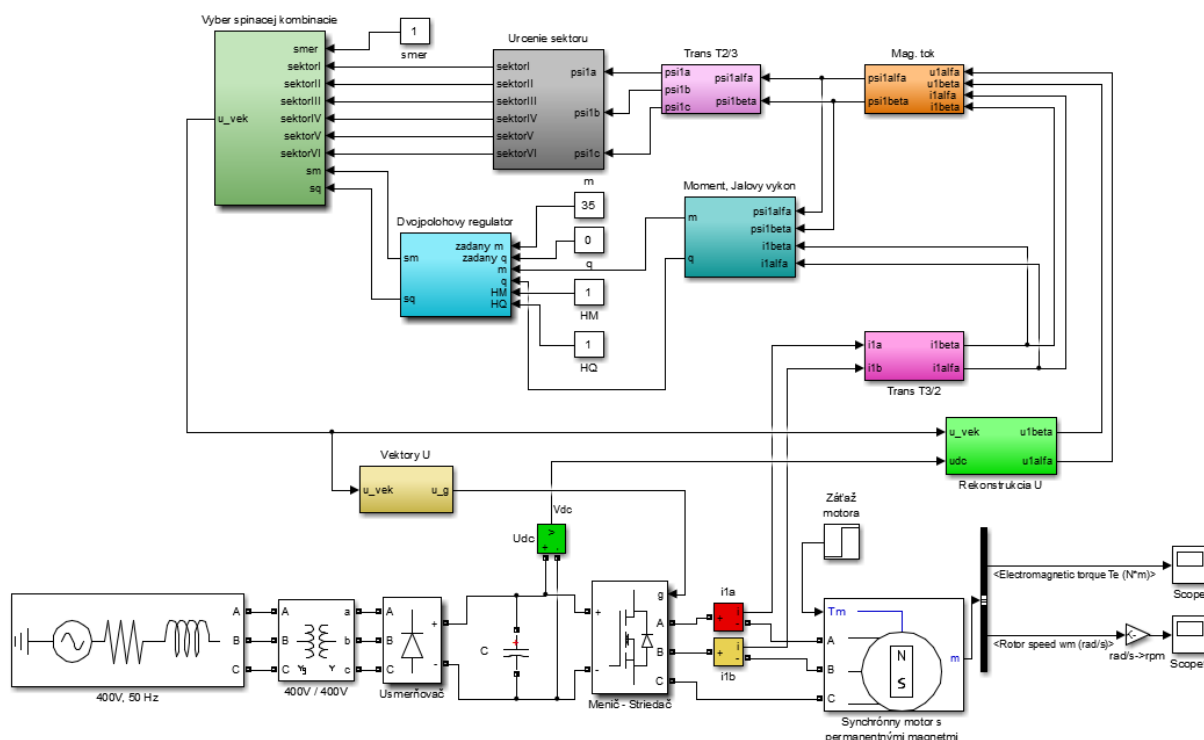


Obr. 2. 26. Časť štruktúry simulačného bloku tvorby pulzov privedených na nepriamy menič frekvencie

2.2.2 Simulácia metódy priameho riadenia momentu so zobrazením výsledných priebehov v prostredí Simulink

Pomocou blokov opísaných v tejto kapitole vytvoríme riadiacu štruktúru metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi. Štruktúra je zobrazená na obr.2.27.

Funkcia regulačnej štruktúry metódy priameho riadenia momentu je založená na získanom napätí z kondenzátorovej batérie nepriameho meniča frekvencie a okamžitých statorových prúdov vinutia motora, tieto veličiny sa získavajú pomocou meracích blokov. Hodnoty okamžitých statorových prúdov vinutia motora sa transformujú do dvojzložkového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$ v bloku transformácie 3/2. Pomocou hodnoty napätia medziobvodu a vektoru aktuálnej spínacej kombinácie sa v bloku Rekonštrukcie napätia vytvorí vektor napätia statora dvojzložkového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$. Následne v bloku magnetického toku prebehne výpočet vektoru magnetického statorového toku, ktorý sa interpretuje v statorovom súradnicovom systéme $[\alpha, \beta]$. Nasleduje transformácia vektoru magnetického statorového toku z dvojzložkového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$ do trojfázového súradnicového systému $[a, b, c]$ a určenie jeho sektoru v bloku určenia sektoru. Z hodnôt vektoru magnetického statorového toku v statorovom súradnicovom systéme $[\alpha, \beta]$ a vektoru prúdu statorového vinutia motora v statorovom súradnicovom systéme $[\alpha, \beta]$ sa vypočíta aktuálny elektromagnetický moment a jalový výkon, ktoré sa ďalej v bloku dvojpohového regulátora sumarizujú zo zadanými

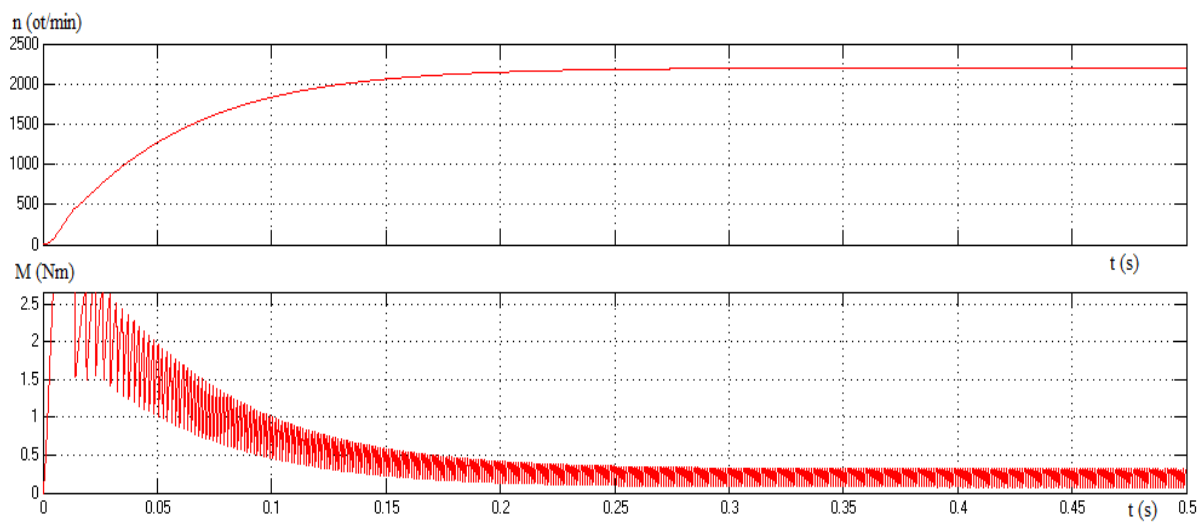


Obr. 2. 27. Simulačná štruktúra metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi

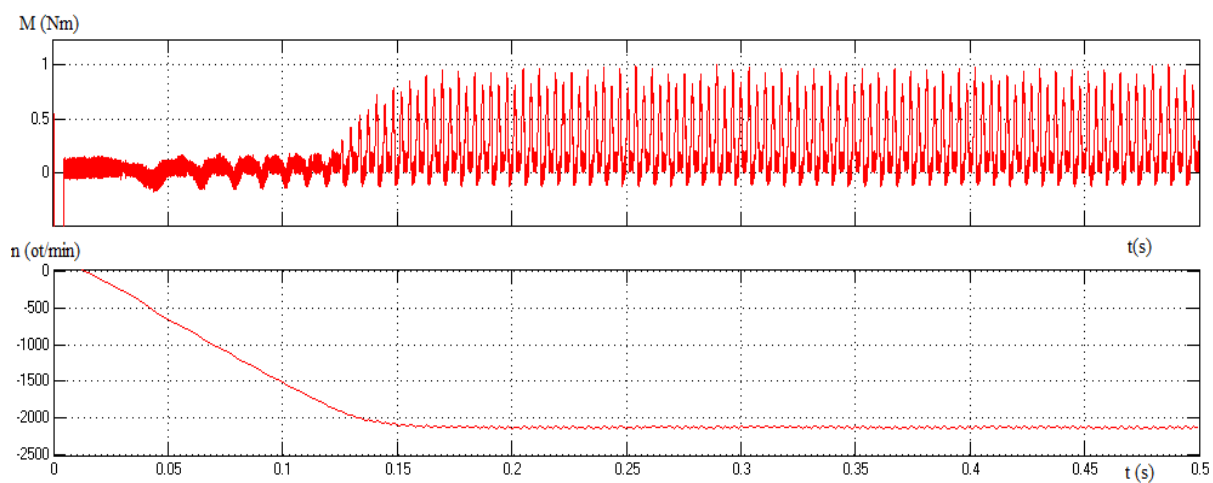
hodnotami. Výsledné rozdiely sa prevádzajú cez dvojpolohové regulátory, pri ktorých sú nastaviteľné hysterézne pásma v podobe konštánt. Z výsledných signálov dvojpolohových regulátorov a bloku určenia sektoru spolu s konštantne zadávaným smerom sa v výbere spínacej kombinácie určí aktuálny napäťový vektor, ktorý sa následne v bloku vektorov napätia zmení na spínaciu kombináciu posiadanú na striedač. Na riadiace elektródy polovodičových spínačov striedača je v jeden okamih privedený vždy iba 1 napäťový vektor, získaný z regulačnej štruktúry metódy priameho riadenia momentu.

V simulačnom overení sú podľa obr.2.27. zobrazené získané hodnoty elektromagnetického momentu M (Nm) a otáčok motora n (ot/min). Pre simulačné overenie bol vybraný základný model synchronného motora s permanentnými magnetmi, s upravenými parametrami na hodnoty synchronného motora opísaného v kapitole 3.1.2. Striedač bol zložený z unipolárnych tranzistorov. Prvé simulačné overenie zobrazená na obr.2.28., malo zadane nulové parametre mechanickej záťaže na motore. Do regulačnej štruktúry bol zadán nulový jalový výkon, hysterézne pásma elektromagnetického momentu a jalového výkonu, boli nastavené na hodnotu 0,5, hodnota požadovaného momentu motora bola 3 Nm.

Druhé simulačné overenie zobrazená na obr.2.29., malo zadane nulové parametre mechanickej záťaže na motore. Do regulačnej štruktúry bol zadán nulový jalový výkon, hysterézne pásma elektromagnetického momentu a jalového výkonu, boli nastavené na hodnotu 3, hodnota požadovaného momentu motora bola 5 Nm, bol zadán reverzný smer výberu napäťových vektorov. Simulačné overenie prebehlo v druhom variante, takže bol použitý blok výberu napäťových vektorov využívajúci Tab.2.6. a Tab.2.7., ktoré neobsahujú nulové vektory napätia.



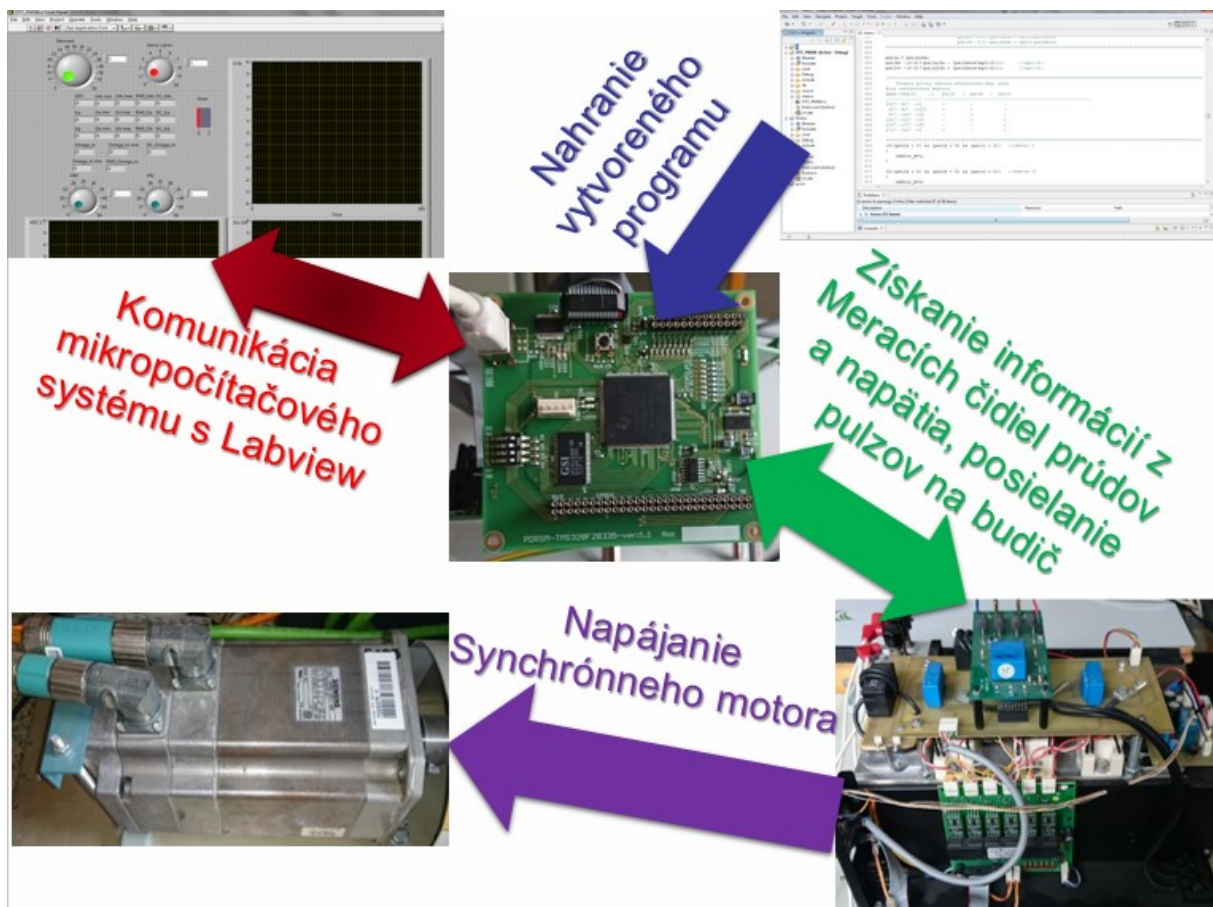
Obr. 2. 29. Prvé simulačné overenie priebehov metódy priameho riadenia momentu s použitím nulových napäťových vektorov



Obr. 2. 28. Druhé simulačné overenie priebehov metódy priameho riadenia momentu bez použitia nulových napäťových vektorov

3. Algoritmus metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi

Vytvorenie algoritmu metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi spočíva v správnom pochopení metódy, v porozumení jednotlivým matematickým vzťahom, matematického modelu synchronného motora, odvodeniam a transformáciám medzi jednotlivými systémami. Pre tvorbu algoritmu budeme vychádzať z *obr.2.12*, ktorý popisuje vývojový diagram odvodennej metódy priameho riadenia momentu. Softvérový návrh pre metódu priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi, bol riešený vo vývojom prostredí Code Composer Studio, ktorý je určený pre prácu s mikropočítačovými systémami Texas Instruments. Na správne doladenie softvéru vykonávajúceho metódu priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi, sú potrebné detailné znalosti elektrického pohonu, čo v tomto prípade predstavu synchronný motor s permanentnými magnetmi. Je potrebné oboznámiť sa s parametrami nepriameho meniča frekvencie napájajúceho elektrický pohon. A v neposlednom rade poznať využívané funkcie mikropočítačového systému. Parametre zadávané do regulačnej štruktúry a taktiež komunikácia medzi stolným počítačom a samotným mikropočítačovým systémom s DSP bola riešená v programe LabVIEW od firmy National Instruments. Komunikácia prebieha po linke Universal Serial Bus 2.0.



Obr. 3. 1. Aplikácia metódy priameho riadenia momentu na laboratórny model

3.1. Hardvérové prevedenie na návrh metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi

Hardvérové prevedenie metódy priameho riadenia motoru s permanentnými magnetmi, je vytvorené na platforme využitia digitálneho signálového procesoru TMS320F28335 firmy Texas Instruments. Pomocou bežného stolného počítača, s adekvátnym softvérom sú zadávané parametre do po regulačnej štruktúry a tiež zobrazované aktuálne veličiny regulačnej štruktúry. Výkonový obvod je založený na napájacom transformátore, nepriamom meniči frekvencie s napäťovým medziobvodom a pre overenie funkčnosti regulačných algoritmov, bol použitý synchronný motor s permanentnými magnetmi 1FK7063–5AF71 od firmy Siemens. Postup aplikácie metódy priameho riadenia momentu je zobrazený na *obr.3.1*. Procesor bol súčasťou mikropočítačového systému navrhnutého a zostrojeného na katedre elektroniky VŠB- TU Ostrava. Mikropočítačový systém s DSP TMS320F28335 môžeme vidieť na *obr.3.2*. Je zložený zo štyroch dosiek plošných spojov a to:

- Doska plošného spoja obsahujúca signálový procesor TMS320F28335, spolu s AD5627, 12-bitovým digitálno-analógovým prevodníkom, ktorý obsahuje štyri výstupné kanály, tiež SPI rozhranie s rýchlosťou komunikácie až do 50MHz. Doska plošného spoja ďalej obsahuje obvod GS74116, 512KB SRAM, rozhranie JTAG a rozhranie Universal Serial Bus 2.0.
- Spodná doska plošného spoja, pomocou ktorej sa realizujú výstupy ovládacích pulzov, obsahuje mikroprocesor od firmy Atmel, ATmega168. Jedná sa o 8-bitový procesor s frekvenciou cyklov 20MHz. Obsahuje 16KB Flash pamäť, 8-kanálový, 10-bitový analógovo-digitálny prevodník. DPS obsahuje logiku na povoľovanie a zakazovanie pulzov PWM a obvod 74LS07, ktorý slúži ako vyrovnávacia pamäť pre ovládanie IGBT tranzistorov.
- Vrchná dosku plošného spoja, tiež môže niesť prívlastok analógová, pretože obsahuje konektory na pripojenia analógových veličín z prúdových a napäťových čidiel, ktoré je potreba ďalej spracovávať analógovo digitálnym prevodníkom a tiež výstupy analógových veličín posielané v digitálnej forme na digitálno-analógový prevodník s výstupnou úrovňou $\pm 10V$.
- Prídavná doska plošného spoja, ktorá zabezpečuje invertovanie a hodnotu 15V spínacích pulzov na budič tranzistorov nepriameho meniča frekvencie.



Obr. 3. 2. Mikropočítačový systém s DSP TMS320F28335

3.1.1 Signálový procesor TMS320F28335

TMS320F28335 predstavuje 32bitový signálový procesor navrhnutý firmou Texas Instruments. Procesor je určený na riadenie elektrických pohonov a dokazuje to aj jeho rozsiahly systém periférnych obvodov. Zbernice sú v procesore riešené harvardovskou architektúrou. Jednoduchý prístup k softvérovým aplikáciám počas ich dolad'ovani zabezpečuje rozhranie JTAG. Základné parametre tohto procesoru by bolo možné zhrnúť do niekoľkých bodov[24]:

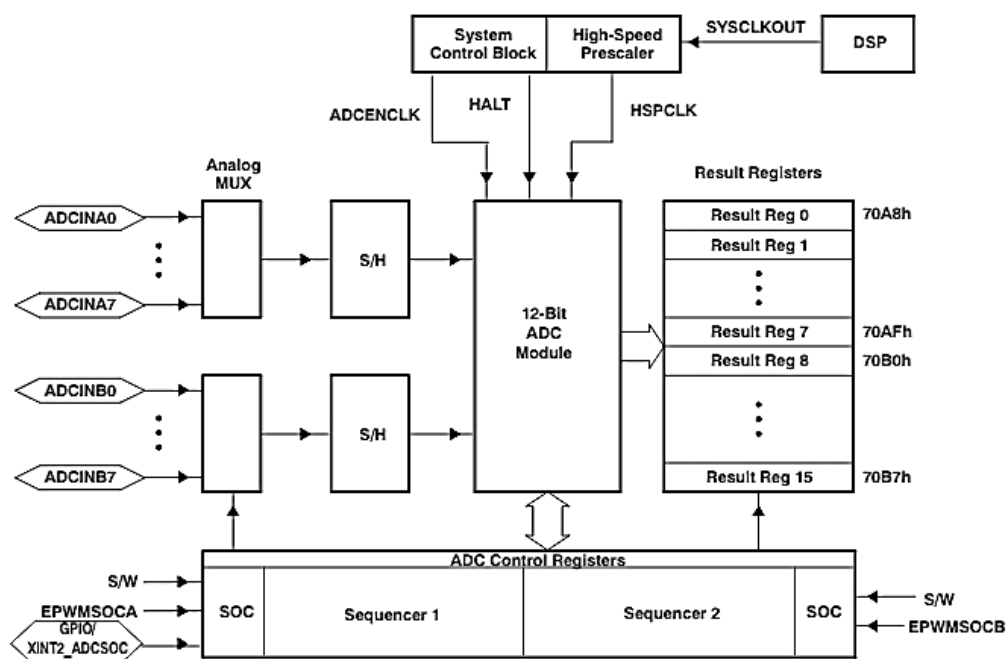
- Vysoká rýchlosť statickej CMOS logiky dosahuje frekvenciu jadra 150 MHz (doba cyklu 6,67 ns), napätie jadra je 1,9V/1,8V a vstupno-výstupné porty pracujú s napätím do 3,3V
- IEEE-754 pracuje s plávajúcou desatinnou čiarkou pre numerické výpočty
- Pamäť v čipe – 256K x 16 Flash, 34K x 16 SARAM,
- ROM (8K x 16)
- 1 x 16 OTP ROM
- 32-Bit CPU časovače
- GPIO0 – GPIO63 je možné pripojiť na jeden z 8 externých zdrojov prerušenia
- PIE (Peripheral Interrupt Expansion) jednotka umožňuje 58 periférnych vstupov prerušenia
- 18 PWM výstupov z toho 6 HRPWM (High Resolution PWM) výstupov
- 2 kvadratické dekodéry čidiel otáčok
- 8 x 32 - bitových a 9 x 16 - bitových časovačov
- 3 x 32 - bit CPU časovače
- K seriálovým portom patria: 2 x CAN modul, 3 x SCI (UART) moduly, 2 x McBSP moduly nastaviteľné, ako SPI, 1 x SPI modul, I2C komunikačná zbernica
- 12-Bit A/D prevodník – 16 kanálový, doba prevodu 80ns, podpora vonkajšieho a vnútorného prerušenia

3.1.1.1 A/D prevodník Signálového procesoru TMS320F28335

Zjednodušenú štruktúru A/D prevodníku zobrazuje *obr.3.1*. ADC modul sa skladá z 12 bitového prevodníku s obvodmi S/H, teda odoberú a držia odobranú hodnotu. Po prevedení analógovej hodnoty je výstupné číslo zapísané do registra ADCRESULT. Zhrnuté parametre A/D prevodníka sú[24]:

- Jadro 12-bitového A/D prevodníka so vstavaným S/H obvodom
- Vstupné hodnoty v rozsahu 0 - 3V
- Rýchly prevod, až 80ns pri ADC hodinovej frekvencii 25 MHz, 12,5 MSPS
- 16 primárnych kanálov, 8 multiplexovaných kanálov na S/H obvody
- Schopnosť ausekvenovania poskytuje až 16 autosekvecí v rámci jedného odberu dát môže byť nastavený výber jedného zo šesťnástich kanálov.
- Sekvencer môže byť v prevádzke na šesťnástich kanáloch, alebo na dvoch nezávislých 8 kanálových moduloch, tie sú usporiadané kaskádovito, pri jednom A/D prevodníku s dvomi radičmi

- 16 výstupných registrov s individuálnym prístupom, v ktorých sú uložené hodnoty výstupnej konverzie
- viac typov spustenia A/D sekvencie prevodu:
 - softwarové prerušenie
 - prerušenie od ePWM 1-6,
 - prerušenie od GPIO XINT2



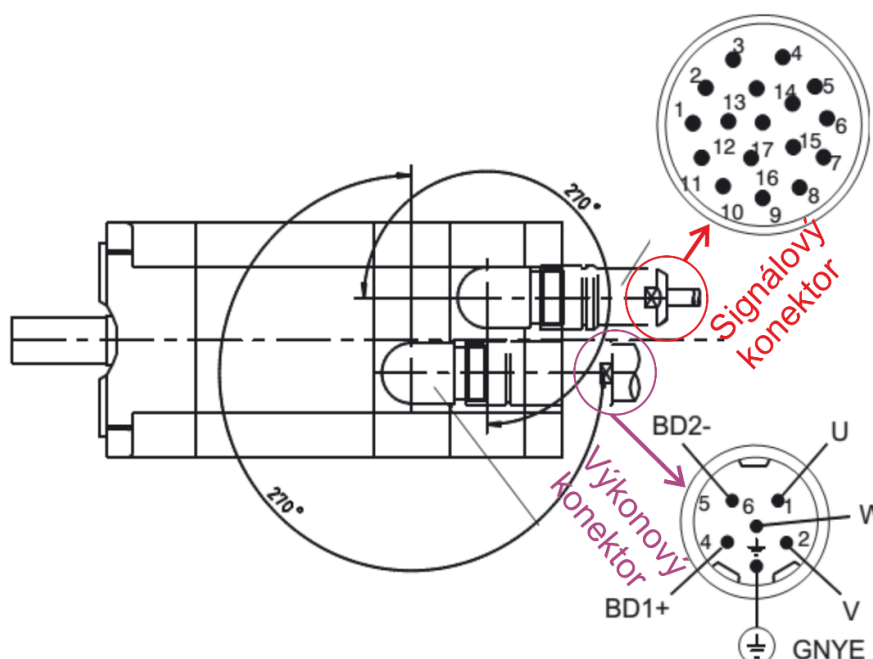
Obr. 3. 3. Zjednodušená štruktúra analógovo-digitálneho prevodníka

3.1.2 Synchronný motor s permanentnými magnetmi Siemens 1FK7063–5AF71

Celá metóda priameho riadenia momentu, ako aj všetky predošlé odvodenia a úvahy v tej práci, sa zakladajú na druhu riadenia elektrického pohonu. Úlohu elektrického pohonu v experimentálnom riešení metódy zastáva synchronný motor s permanentnými magnetmi 1FK7063–5AF71 od firmy Siemens. Motor obsahuje dva prípojné konektory, z ktorých je jeden výkonový a druhý signálový. Konektory spolu s motorom zobrazuje obr.3.3. Popis signálových vodičov je v Tab.3.1. Technické parametre motoru využívajúce v regulačnej štruktúre metódy priameho riadenia momentu sú uvedené v Tab.3.2. Synchronný motor Siemens 1FK7063–5AF71 je určený pre meniče pracujúce s napájacím napätím 480V a napätím medziobvodu vyšším, ako 600V. Tieto motory sú vhodné pre napätie medziobvodu meniča až do 740V. [26]

Tab. 3. 1. Popis signálového konektoru motora Siemens 1FK7063–5AF71

Signál pinu	Číslo pinu
A+	1
A-	2
R+	3
D-	4
C+	5
C-	6
M encoder	7
+IRI	8
-IRI	9
P encoder	10
B+	11
B-	12
R-	13
D+	14
0V sense	15
5V sense	16
Not conect	17



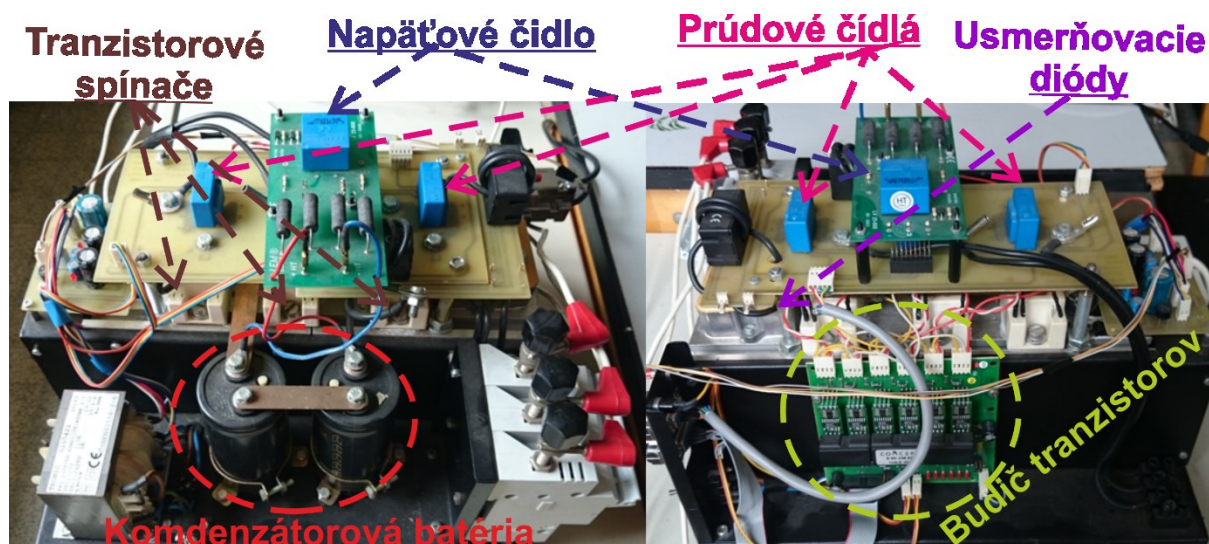
Obr. 3. 4. Synchronný motor s permanentnými magnetmi Siemens 1FK7063–5AF71

Tab. 3. 2. Technické parametre synchronného motora Siemens 1FK7063–5AF71

Parameter	Označenie	Hodnoty
Menovité otáčky	n_n [ot/min]	3000
Maximálne otáčky	n_{max} [ot/min]	7200
Počet pólov	$2p$	8
Menovitý moment	M_N [Nm]	7,3
Menovitý prúd	I_N [A]	5,6
Stály moment	M_0 [Nm]	11
Stály prúd	I_0 [A]	8
Menovitý výkon	P_n [kW]	2,29
Maximálny moment	M_{max} [Nm]	35
Špička prúdu	I_{max} [A]	28
Moment zotrvačnosti	J_{mot} [kgm ²]	$15,1 \cdot 10^{-4}$
Momentová konštanta	K_T [Nm/A]	1,37
Napäťová konštanta	K_E [V/(1000ot/min)]	87,5
Odpor vinutia	R_s [Ω]	0,65
Hlavná indukčnosť	L_D [mH]	7,7
Elektrická časová konštanta	T_{el} [ms]	11,8
Mechanická časová konštanta	T_{mech} [ms]	1,56

3.1.3 Nepriamy menič frekvencie s napäťovým medziobvodom

Štruktúrovanú schému zapojenia nepriameho meniča frekvencie s napäťovým obvodom uvádza obr.2.13. Napájanie výkonovej časti experimentálneho riešenia metódy priameho riadenia momentu je zabezpečené zo siete cez transformátor, jednou z funkcií transformátora je, že môže byť nastavená efektívnu hodnotu napätia privádzaného na nepriamy menič frekvencie. Na vstupe nepriameho meniča frekvencie je umiestnený usmerňovač tvorený diódami SKD 50/12A3 od firmy Semikron. Diódy sú zapojené v mostíkovom zapojení s minimálnym odporom $0,6\Omega$ pri priepustnom prúde 50A a maximálnou hodnotou opakovateľného závetného napätia 1200V. Na výstup diódového usmerňovača je pripojená kondenzátorová batéria, pomocou, ktorej je v nepriamom meniči vytvorený napäťový medziobvod. Kondenzátorová batéria sa skladá z dvoch do série zapojených kondenzátorov, každý z kondenzátorov má kapacitu 2200 μF a sú určené na napätie do 440V. Hodnota napätia, napäťového medziobvodu je získavaná pomocou pripojeného čidla napätia LV25-600 od firmy LEM. Na výstupe napäťového medziobvodu je pripojený striedač, ktorý pre 3 výstupné fázy obsahuje 6 spínacích prvkov. Spínacie prvky striedača tvoria IGBT tranzistory SEMITRANS M SKM75GB123D od firmy SEMIKRON. Sú navrhnuté na maximálnu hodnotu, opakovateľného blokovacieho napätia 1200V pri odpore $20\text{k}\Omega$, kolektorový prúd v zopnutom stave môže byť až 150A pri teplote 25°C na polovodičovom prvku. Dôležitými parametrami pre reguláciu sú spínacie a vypínacie doby. Pri zopnutí je definovaná doba meškania zopnutia na napätí 600V 100ns a doba nárastu o 15V je 100ns. Pri vypnutí je definovaná doba meškania vypnutia pri kolektorovom prúde 50A a indukčnej záťaži 500ns a doba poklesu prúdu 100ns pri náraste odporu o 22Ω . Tranzistory sú spínané pomocou budiča 6 SD106EI-17 od firmy CONCEPT, na ktorý sú privádzané pulzy z mikropočítačového systému s DSP TMS320F28335. Výstupom striedača sú 3 vodivé cesty, na pripojenie trojfázového spotrebiča, v tomto prípade sa jedna o elektrický pohon spomenutý vyššie v tejto práci. Na každej z vodivých ciest je umiestnené čidlo prúdu LAH 25-NP od firmy LEM, pomocou ktorého sa získava vždy aktuálna hodnota prúdu v A v jednotlivých fázach. [27], [28], [29], [30], [31]



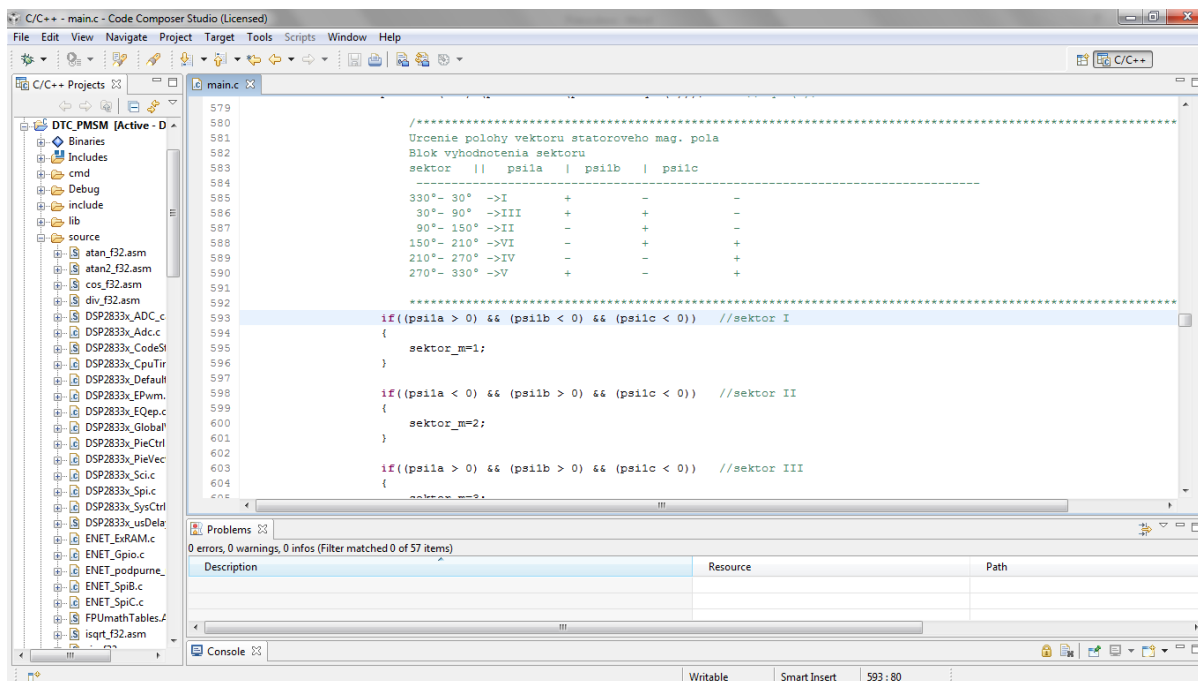
Obr. 3. 5. Zobrazenie reálneho nepriameho meniča frekvencie s napäťovým medziobvodom

3.2. Softvérové prevedenie na návrh metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi

Do softvérového prevedenia metódy priameho riadenia momentu, spadá podľa *obr.3.1.* vytvorenie programu pre obslužný mikropočítačový systém s DSP TMS320F28335, a tiež vytvorenie programu pomocou vývojového prostredia LabVIEW pre zadávanie parametrov regulačnej štruktúry pomocou bežného stolného počítača. Program pre obslužný mikropočítačový systém vychádza z *obr.2.12*, ktorý popisuje odvodenú metódu priameho riadenia momentu. Softvérový návrh programu metódy, bol vypracovaný vo vývojom prostredí Code Composer Studio v4, ktoré je určené pre prácu s mikropočítačovými systémami firmy Texas Instruments. Parametre zadávané do regulačnej štruktúry a taktiež komunikácia medzi stolným počítačom a samotným mikropočítačovým systémom s DSP bola riešená v programe LabVIEW od firmy National Instruments. Komunikácia prebieha po linke Universal Serial Bus 2.0.

3.2.1 Návrh algoritmu v programe Code Composer Studio

Code Composer Studio predstavuje integrované vývojové prostredie, uvádzané tiež IDE, ktoré je určené pre celé rady procesorov od firmy Texas Instruments. Code Composer Studio obsahuje vo svojej podstate radu nástrojov a rozšírení, ktoré slúžia na vývoj a ladenie vytvorených algoritmov. Medzi podstatné rozšírenia môžeme zhrnúť prekladač jazyka C/C++, nástroje pre generovanie kódu, prepojenie s jazykom Assembler, simulátor cyklov a mnoho iných. [25]



Obr. 3. 6. Code Composer Studio IDE v4.

3.2.1.1 Popis funkcie programu po spustení

Navrhnutý program, ktorý je súčasťou prílohy tejto práce, vychádza z kostry programu, ktorá bola súčasťou podporných študijných materiálov, pre učebné predmety zaoberajúce sa prácou, na mikropočítačovom systéme s DSP TMS320F28335.

Prvotné spustenie programu vykoná zahrnutie knižníc *DSP28x_Project.h*, *ENET.h*, *regmacro.h*, *math.h*. Deklaráciu funkcií prerušení a identifikáciu premenných do jednotlivých dátových typov. Nasleduje hlavný program, v ktorom sa inicializujú systémové súčasti pomocou príkazu *InitSysCtrl()*. Inicializácia vstupno-výstupných portov sa určí pomocou schém zapojenia mikropočítačového systému, musí byť umiestená medzi príkazmi *EALLOW* a *EDIS*, ktoré vyvolajú povolenie a následné zakázanie zápisu do chránených registrov. Na obr.3.7. sú zobrazené výstupné porty pulzno-šírkovej modulácie, keďže sú tieto porty vyvedené, ako ovládacie výstupy mikropočítačového systému, budú použité na vytvorenie spínacích vektorov napätia pomocou ovládaného nepriameho meniča kmitočtu. Inicializácia

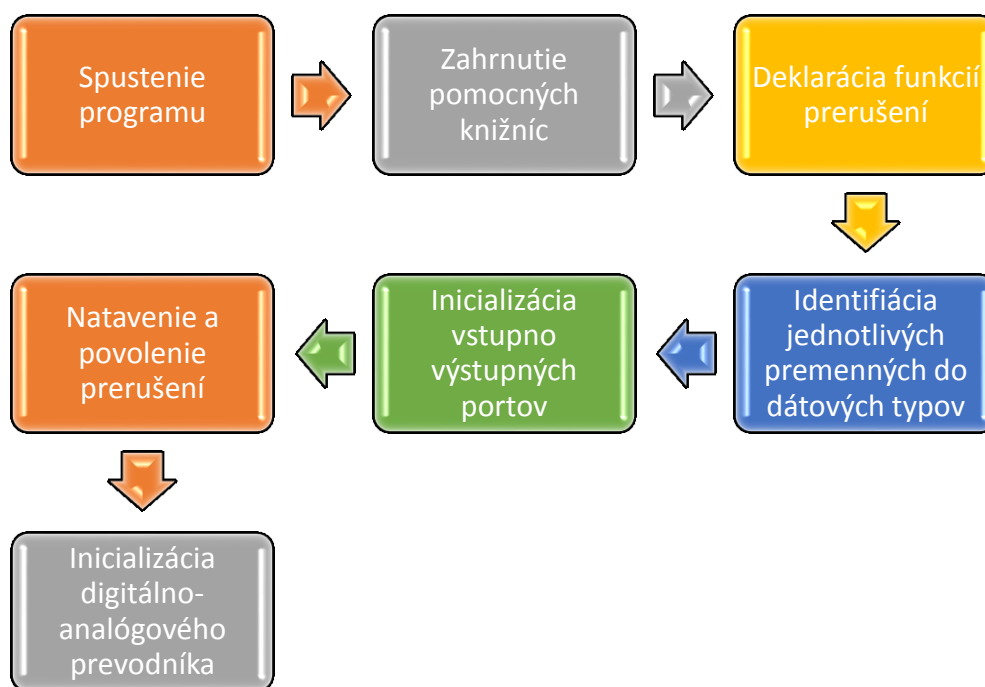
PWM1A	5	GPIO0/EPWM1A
PWM1B	6	GPIO1/EPWM1B/ECAP6/MFSRB
PWM2A	7	GPIO2/EPWM2A
PWM2B	10	GPIO3/EPWM2B/ECAP5/MCLKRB
PWM3A	11	GPIO4/EPWM3A
PWM3B	12	GPIO5/EPWM3B/MFSRA/ECAP1
PWM4A	13	GPIO6/EPWM4A/EPWMSYNCR/EPWMSYNCO
PWM4B	16	GPIO7/EPWM4B/MCLKRA/ECAP2
PWM5A	17	GPIO8/EPWM5A/CANTXB/ADCSOAO
PWM5B	18	GPIO9/EPWM5B/SCITXDB/ECAP3
PWM6A	19	GPIO10/EPWM6A/CANRXB/ADCSOCBO
PWM6B	20	GPIO11/EPWM6B/SCIRXDB/ECAP4
TZ1	21	GPIO12/CANTXB/MDXB/TZ1
TZ2	24	GPIO13/CANRXB/MDRBTZ2
TZ3	25	GPIO14/XHOLD/TZ3/SCITXDB/MCLKXB
TZ4	26	GPIO15/XHOLD/TZ4/SCIRXDB/MFSXB
TZ5	27	GPIO16/SPISIMOA/CANTXB/TZ5
TZ6	28	GPIO17/SPISOMIA/CANRXB/TZ6
ALLOW1	89	GPIO49/ECAP6/XD30
DISABLE1	88	GPIO48/ECAP5/XD31
ALLOW2	90	GPIO50/EQEP1A/XD29
DISABLE2	91	GPIO51/EQEP1B/XD28
ALLOW3	94	GPIO52/EQEP1S/XD27
DISABLE3	95	GPIO53/EQEP1I/XD26
PWMSYNCR4		GPIO32/SDAA/EPWMSYNCR/ADCSOAO
PWMSYNCO4T		GPIO33/SCLA/EPWMSYNCO/ADCSOCBO

PWM
 U1
 +
 TMS320F28335

Obr. 3. 7. Výstupné porty DSP TMS320F28335 pre pulzno-šírkovú moduláciu

týchto portov bude vyvolaná pomocou príkazu *GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit*. "označenie portu" = 0 zakáže multiplexovanie portu a príkazu *GpioCtrlRegs.GPADIR.bit*. "označenie portu" = 1, ktorý povolí zapisovanie do registra portu. Príkazmi *DINT* nastane zakázanie všetkých prerušení, *InitPieCtrl()* nastane inicializácia registra vektoru prerušení na predvolený stav, *IER=0* a *IFR=0* sa nastaví vynulovanie všetkých príznakov prerušení. Pomocou príkazov *InitPieVectTable()* a následným zápisom *PieVectTable.TINT_ = &"názov prerušení od časovača"* a *PieVectTable.ADCINT =*

&“názov prerušenia od analógovo-digitálneho prevodníka“ inicializujeme vektory prerušenia na ukazateľ názvu, pod ktorým bude prerušenie v programe vyvolávané, zápis musí byť opäť vedený medzi príkazmi *EALLOW* a *EDIS*. Prerušenie od časovača nastane vždy po uplynutí určenej doby, príkazy zadania spočívajú v inicializácii časovača: *InitCpuTimers()*, nastavení doby, po ktorej vždy v behu programu nastane prerušenie *ConfigCpuTimer (&CpuTimer_*, „frekvencia procesora“, „čas v mikro sekundách po ktorom vždy nastane prerušenie“) a zápis do registra *CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001*. Nasleduje inicializácia periférií a povolenie prerušení, inicializácia digitálno-analógového prevodníka. Funkcia programu po spustení je zobrazená pomocou jednoduchého vývojového diagramu na obr.3.8.



Obr. 3. 8. Vývojový diagram funkcie programu po spustení

3.2.1.2 Cyklická slučka programu

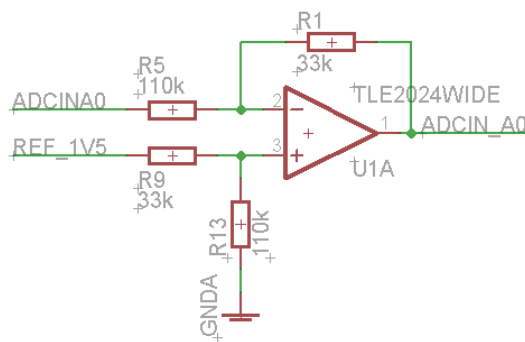
V cyklickej slučke programu, ktorá sa bude opakovať až do stopnutia programu, bude umiestnená komunikácia s programom LabVIEW. Je vyvolaná príkazom *While (1)*. Zakladá sa na odosielaní a primaní dát spolu s funkciou povoľovania a zakazovania výstupných pulzov z periférnej dosky plošného spoju určenej na výstupné ovládanie.

3.2.1.3 Prerušenie od analógovo-digitálneho prevodníka

Funkcia prerušenia analógovo digitálneho prevodníka spočíva v prevedení analógovej hodnoty na digitálnu pomocou príkazu *AdcData[„definovaný kanál ADC“] = (((„dátový typ digitalizovanej premennej“)AdcMirror.ADCRESULT “číslo ADC kanála“)-„offset“)*(koeficient prevodu)*. Pomocou analógovo-digitálneho prevodníka sa v programe spracúvajú aktuálne hodnoty satorových prúdov a napätia medziobvodu.

Aktuálne analógové hodnoty statorových prúdov, boli privedené na kanály analógovo-digitálne prevodníka 13 a 15. Hodnoty sú získané z čidiel prúdu LEM LAH25-NP. Podľa literatúry [30] je udávaná efektívna hodnota nominálneho prúdu do 25A. ADC má merací odpor hodnoty 220Ω na rozsahu prevodníka 5V, potom bude prevodník prenášať hodnotu prúdu od 0A do 22,72A pomocou koeficientu 0,01109375. Aktuálna analógová hodnota napätia medziobvodu, bola privedená na štrnásty kanál analógovo-digitálne prevodníka. Hodnota je získaná z čidla napätia LEM LV25-600. Podľa literatúry [31] je udávaná efektívna hodnota nominálneho napätia do 600V. ADC má merací odpor hodnoty 270Ω na rozsahu prevodníka 5V pri prúde do 0,0185A, bude potom prevodník prenášať hodnotu napätia od 0V do 444V pomocou koeficientu 0,217119687. Podľa obr.3.9., na ktorom je zapojenie vstupu analógovo digitálneho prevodníka, je zrejmé, že ADC obsahuje na vstupe invertujúce zosilňovače, koeficienty preto budú nie sú zápornú hodnotu. Hodnoty offsetov boli získané pomocou programu Code Composer Studio. Aby sa program vyhol výpočtu noriem digitalizovaných veličín bude použitý dátový typ float, teda dátový typ s plávajúcou desatinou čiarkou. Meraním sa zistilo, že digitalizované hodnoty veličín sú nepresné, preto boli koeficienty prevodov upravené tak, aby odpovedali presným veličinám získaných pomocou laboratórnych meracích prístrojov. Poradové číslo kanálu analógovo digitálneho prevodníka určíme z priložených schém mikropočítačového systému. Príkaz nastavenia analógovo-digitálneho prevodníka pre meranie statorového prúdu a napätia medziobvodu :

$AdcData[13] = (((float32)AdcMirror.ADCRESULT13)-1997)*(-0.011589)$ - statorový prúd i_{1a}
 $AdcData[15] = (((float32)AdcMirror.ADCRESULT15)-2006)*(-0.009036)$ - statorový prúd i_{1b}
 $AdcData[14] = (((float32)AdcMirror.ADCRESULT14)-2020)*(-0.265)$ – napätia medziobvodu u_{DC}



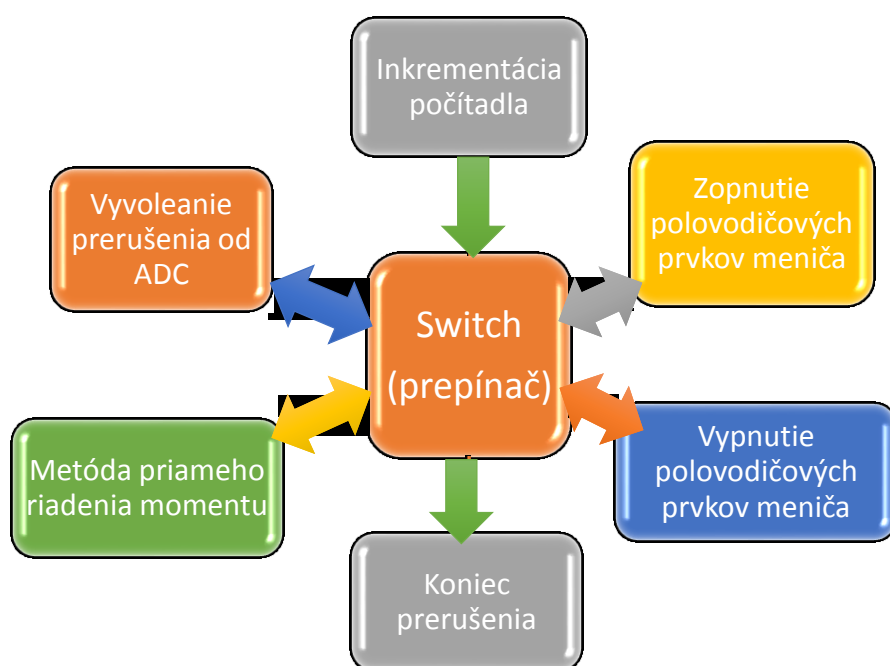
Obr. 3. 9. Zapojenie vstupu analógovo digitálneho prevodníka

V prerušení od analógovo digitálneho prevodníka, je taktiež obsiahly príkaz na odosielanie dát na digitálno-analógový prevodník. Prerušenie je ukončené príkazom na reset meracej sekvencie a potvrdení prerušenia od skupiny 1.

3.2.1.4 Prerušenie od časovača

Prerušenie od časovača (*TIMER0*) sa vyvolá každých $5\mu s$ behu programu. Čas bol zvolený na hodnotu tak, aby v ňom mohlo prebehnúť každé prerušenie vyvolané v programe. Doby trvaní prerušení boli odmerané pomocou Code Composer Studio. Súčasne bola hodnota doby prerušenia časovača,

zvolená na 5 μ s z dôvodu problematického zavedenia doby komutácie na polovodičových prvkoch meniča. Vývojový diagram funkcie prerušenia je zobrazený na *obr.3.9*. Po vyvolaní prerušenia nastane inkrementácia počítadla. Počítadlo svojou hodnotou znásobuje dobu, pri ktorej sa vždy nastane jedna z funkcií prerušenia, teda meranie na analógovo-digitálnom prevodníku, výpočet metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi, zopnutie polovodičových prvkov meniča, vypnutie polovodičových prvkov meniča. Tým že sa spínanie a vypínanie vyvolá vždy v nasledujúcom prerušení po uplynutí doby potrebnej na spustenie prerušenia od časovača, zabezpečí potrebnú dobu komutácie na polovodičových prvkoch meniča. Hodnota, do ktorej sa počítadlo inkrementuje určuje potom frekvenciu spínania polovodičových prvkov meniča, meranie a výpočet metódy priameho riadenia momentu. Meranie na analógovo-digitálnom prevodníku program docielí pomocou a vyvolania prerušenia popísaného v kapitole 3.2.1.3. Koniec prerušenia bude vyvolaná pomocou príkazu *PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1*.



Obr. 3. 10. Vývojový diagram funkcie prerušenia od časovača

3.2.1.4.1 Výpočet metódy priameho riadenia momentu

Výpočet metódy priameho riadenia momentu vychádza z presne opísanej blokovej schémy zobrazenej na *obr.2.12*. Na základne jednotlivých blokov sú vždy vykonané výpočty, vychádzajúce z meraných veličín, ktorých hodnoty sú získané pomocou analógovo-digitálneho prevodníka. Pomocou transformácie 3/2 sa statorové fázové prúdy i_{1a} , i_{1b} transformujú z trojfázového systému [a,b,c] do dvojzložkového statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$, pomocou matematických vzťahov 2.6. Rekonštrukciou napätia sa vypočíta aktuálna hodnota napäťového vektora, ktorý je vo výsledku zobrazený v zložkách statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$. Do bloku vstupujú veličiny u_{DC} , teda napätie medziobvodu nepriameho meniča frekvencie získané z ADC a u_{VEK} , teda aktuálny spínací

napäťový vektor, ktorý je privádzaný na budič tranzistorov striadača nepriameho meniča frekvencie. Funkcia bloku vychádza z priradení výstupných veličín na základe vstupných veličín pomocou *Tab.2.2*. Na výpočet aktuálnej hodnoty vektora statorového magnetického toku, ktorý je vo výsledku zobrazený v zložkách $\Psi_{1\alpha}$, $\Psi_{1\beta}$ statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$, sú potrebné aktuálne hodnoty vektora statorového prúdu, získané z ADC a vektora statorového napätia, získaného z bloku rekonštrukcie napätia. Veličiny sú privádzané v zložkovom tvare statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$. Výpočet bloku vychádza z matematických vzťahov 2.31 a 2.32. Pri týchto vzťahoch, keďže obsahujú integrálny výpočet nastáva viac možností dosiahnutia výsledku. Možnosti sa odvíjajú z výberu metódy integrácie. V priloženom programe je zakomentovaná lichobežníková metóda vychádzajúca zo vzťahu 3.1. Použitá metóda integrácie vo funkčnom algoritme vychádza z integračného regulátora a je získaná pomocou vzťahov 3.2, 3.3 a 3.4. Transformácia 2/3 pri ktorej je statorový magnetický tok určený zložkami $\Psi_{1\alpha}$, $\Psi_{1\beta}$ sa transformuje z dvojzložkového statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$, do trojfázového súradnicového systému $[a, b, c]$, v ktorom vytvorí zložky Ψ_{1a} , Ψ_{1b} , Ψ_{1c} , vykoná sa pomocou matematických vzťahov 2.9, 2.10 a 2.11.

$$\int_b^a f(t) = \frac{(b-a)}{2} \times (f(a) + f(b)) - \frac{(b-a)^3}{12} \quad (3.1)$$

$$\psi_{1\alpha}(k) = \psi_{1\alpha}(k-1) + (u_{1\alpha} - R_s i_{1\alpha}) \cdot Ki \quad (3.2)$$

$$\psi_{1\beta}(k) = \psi_{1\beta}(k-1) + (u_{1\beta} - R_s i_{1\beta}) \cdot Ki \quad (3.3)$$

Kde integračná konštanta:

$$Ki = \frac{T_{vz}}{T_I} \quad (3.4)$$

Výpočty aktuálnych hodnôt elektromagnetického momentu a jalového výkonu, vychádzajú zo vstupného, vektora magnetického statorového toku, presnejšie jeho zložiek $\Psi_{1\alpha}$, $\Psi_{1\beta}$ a vektora statorového prúdu, taktiež v zložkách statorového súradnicového systému $[\alpha, \beta]$. Funkčnosť bloku vychádza z matematických vzťahov 2.43 a 2.44. Určenie konkrétneho sektoru, v ktorom sa nachádza vektor magnetického toku statora je výstupom bloku, ktorý analyzuje jeho hodnoty rozložené v trojfázovom systéme súradníc $[a, b, c]$ pomocou *Tab.2.3*. Dvojpolohový regulátor, ktorým sa získavajú aktuálne hodnoty signálov s_q a s_m , zo vstupnej hodnoty elektromagnetického momentu a jalového výkonu, zadaných hodnôt elektromagnetického momentu a jalového výkonu a hysterezných pásiem regulátorov. Funkčnosť bloku vychádza z matematických vzťahov 2.45 pre elektromagnetický moment a 2.46 pre jalový výkon. Výberom spínacej kombinácie sa následne získa hodnota u_{VEK} , reprezentujúca aktuálny spínací napäťový vektor, ktorý je privádzaný na budič tranzistorov striadača nepriameho meniča frekvencie. Vektor sa v bloku získavajú z privedenej hodnoty určujúcej sektor vektora magnetického toku, signálov s_q a s_m , ktoré predstavujú výstupy dvojpolohových regulátorov s hystereziou a požadovaného smeru, ktorý je zadávaný konštantnou veličinou v prostredí LabVIEW. Výberom spínacej kombinácie vychádza z priradení výstupnej veličiny vektora na základe vstupných veličín pomocou *Tab.2.4*, pre kladný smer otáčania rotora a *Tab.2.5*, pre záporný smer otáčania rotora.

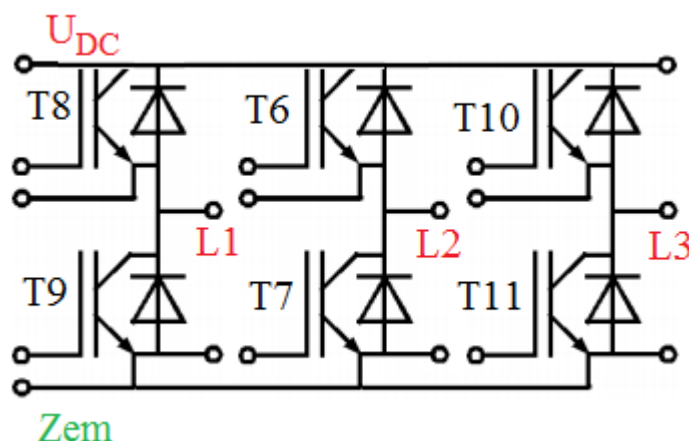
V ďalšej z príloh je uvedený dodatok, ktorý pozostáva zo zamenenia spínacieho výberu, plynúci z tabuliek *Tab.2.6* a *Tab.2.7*, ktoré neobsahujú nulové vektory napätia.

3.2.1.4.2 Vypnutie polovodičových prvkov

Pokiaľ nastane inkrementácia počítadla na hodnotu reprezentujúcu vypnutie polovodičových prvkov, privedie sa na budič tranzistorov hodnota 15V, to sa docieli pomocou príkazu *GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO* " číslo privedeného GPIO portu " = 1. V prípade tejto práce sú použité GPIO porty 6,7,8,9,10,11.

3.2.1.4.3 Zopnutie polovodičových prvkov

V nasledujúcom prerušení vyvolanom hneď po prerušení, v ktorom sa vyplí všetky tranzistory nastane zopnutie tranzistorov, podľa aktuálnej spínacej kombinácie. Zopnutie sa vyvolá pomocou privedení napätia 0V na tie kanály budiča, ktoré tranzistory majú byť zopnuté. To sa na DSP docieli pomocou príkazu *GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO* " číslo privedeného GPIO portu " = 1. V prípade tejto práce sú použité GPIO porty 6,7,8,9,10,11. Vždy 1 port ovláda 1 tranzistor na meniči. *Obr.3.11*. popisuje rozmiestnenie tranzistorov s označením poradového čísla konkrétneho GPIO portu.



Obr. 3. 11. Schéma striedača, v ktorej sa poradové číslo tranzistora zhoduje s číslom GPIO portu

3.2.2 Návrh komunikácie v programe LabVIEW

LabVIEW predstavuje jedno z najrozšírenejších vývojových prostredí zaoberajúce sa meraním, riadením regulácie a pod. Predstavuje ho firma National Instruments, ktorá sa zaoberá hlavne grafickým objektovým programovaním a objektovým programovaním v jazyku C/C++. Výstupná aplikácia zo softvéru LabVIEW je virtuálny nástroj (Virtual Instrument), ktorý sa skladá z dvoch častí a to:

- Graphical User Interface, teda interaktívne grafické rozhranie určené pre koncového užívateľa, obsahujúce ovládacie prvky a indikátory.

- Block Diagram, teda bloková schéma, ktorá obsahuje jednotlivé funkčné bloky, určujúce svojim prepojením, postup výpočtu a reprezentáciu meraných a vypočítaných parametrov, zobrazených v interaktívnom grafickom rozhraní koncovému užívateľovi.

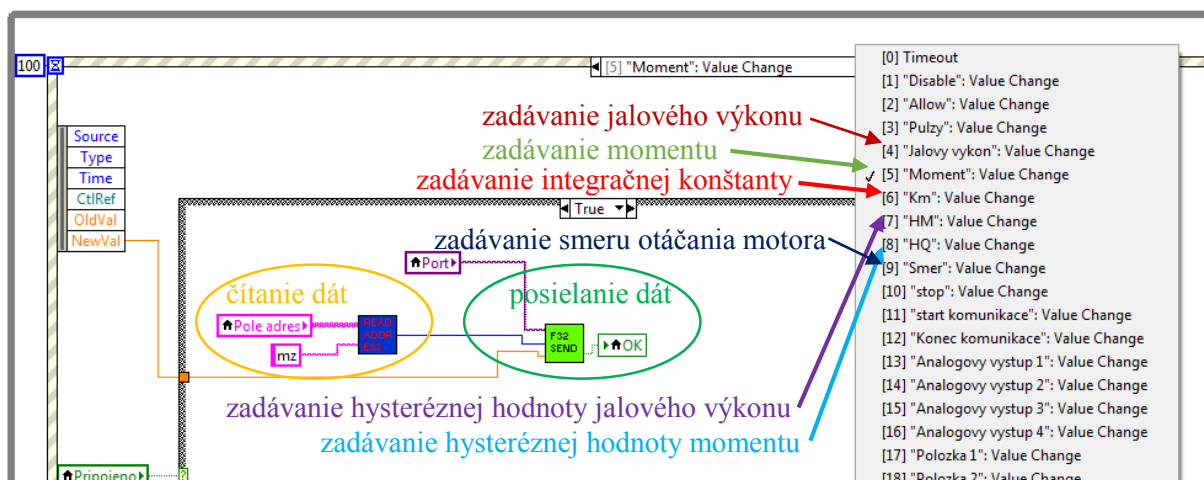
Postup činnosti aplikácie je riadený takzvaným data flow, teda tokom dát, ktorý po privedení na každý vstup uzlového bloku vyvolá zahájenie jeho činnosti. Po spracovaní sú výstupne veličiny z bloku privádzané na výstupy. Jednotlivé aplikácie je možné deliť časti, takzvané subVI, z ktorých sú získavané čiastkové výpočty. Spojením týchto blokov, je potom možné vytvárať aplikácie so zložitejšími a rozsiahlejšími výpočtami. Prenos dát medzi aplikáciou v LabVIEW a kontrolným systémom je chránená voči chybám pomocou cyklickej redukovanej kontroly CRC-16 [32]

3.2.2.1 Program komunikácia a vykreslenia dát

Koncepcia programu vytvoreného v softvéri LabVIEW, na zadávanie premenných veličín regulačnej štruktúry metódy priameho riadenia momentu, pozostáva vo svojej podstate z piatich častí a to:

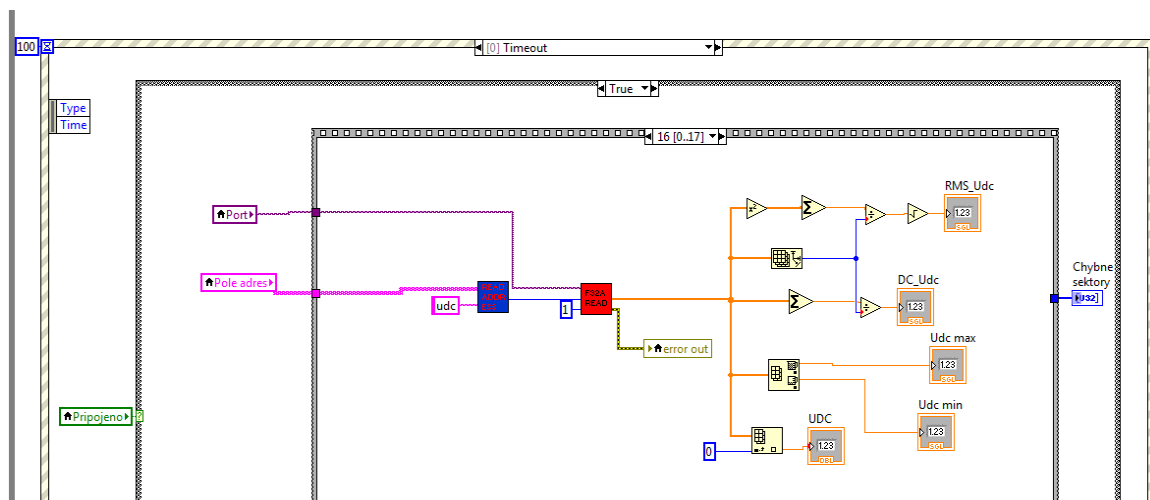
- Inicializácia sériovej linky.
- Zápis zadaných veličín do regulačnej štruktúry programu nahraného v mikropočítačovom systéme.
- Príjem dát (hodnôt jednotlivých veličín) z regulačnej štruktúry programu nahraného v mikropočítačovom systéme.
- Povoľovanie výstupných pulzov PWM z periférnej dosky mikropočítačového systému
- Ukončenie komunikácie.

Konkrétne pre metódu priameho riadenia momentu, boli v programe vytvorené slučky case, ktorých úloha spočíva vo vyčítaní danej premennej z programu regulačnej štruktúry bežiacom na signálovom procesore, upravení jej hodnoty na požadovanú a odoslani tejto hodnoty späť do bežiackej regulačnej štruktúry. Pre každú veličinu regulačnej štruktúry, ktorá ma byť zadávaná z užívateľského prostredia je potrebné vytvoriť takúto slučku.

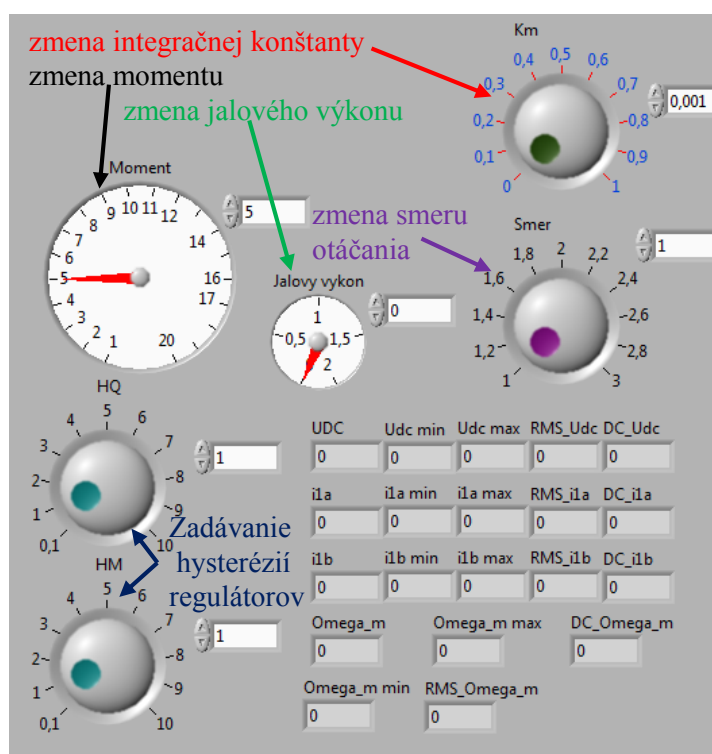


Obr. 3. 12. Vytvorenie obsluhy pre zmenu regulačných veličín v programe LabVIEW

Zobrazovanie dát v obslužnom programe pomocou vývojového prostredia LabVIEW prebieha v záložke *Timeout*. Hodnota každej zobrazovanej veličiny regulačnej štruktúry, je zadaná v samostatnej štruktúre. Na obr.3.13 je zobrazenie štruktúry pre získanie aktuálnej hodnoty napätia medziobvodu.



Obr. 3. 14. Štruktúra zobrazovanej veličiny napätia medziobvodu



Obr. 3. 13. Čelný panel na zadávanie zmien jednotlivých veličín

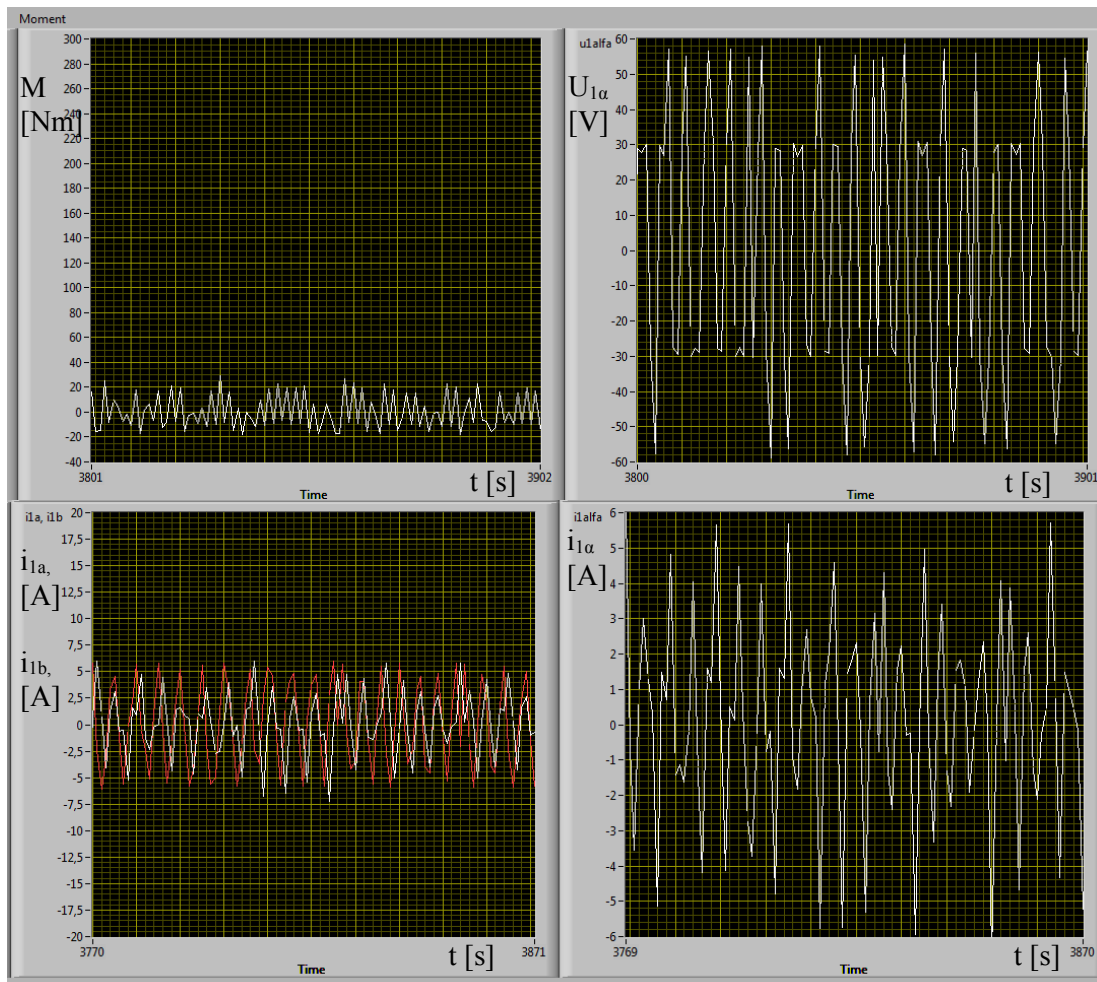
Na obr.3.14 je zobrazený čelný panel vytvoreného ovládacieho programu vo vývojovom prostredí LabVIEW. Pomocou jednotlivých prvkov umiestnených na tomto paneli, je možné ovplyvňovať regulačnú štruktúru vypočítavanú v signálovom procesore. So zmenou vybraných veličín, sa budú meniť spínacie kombinácie striedača a v konečnom dôsledku energia na synchronnom motore.

4. Priebehy veličín metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi

V tejto kapitole budú prezentované priebehy veličín, získané pomocou merania synchronného motora s permanentnými magnetmi Siemens 1FK7063–5AF71, pri regulácii pomocou metódy priameho riadenia momentu. Veličiny boli získavané pomocou mikropočítačového systému s DSP TMS320F28335, buď pomocou prevodu veličiny analógovo-digitálnym prevodníkom a následným vykreslením, alebo boli veličiny získavané priamo z výpočtu regulačnej štruktúry metódy priameho riadenia momentu.

4.1. Experimentálne meranie metódy priameho riadenia momentu

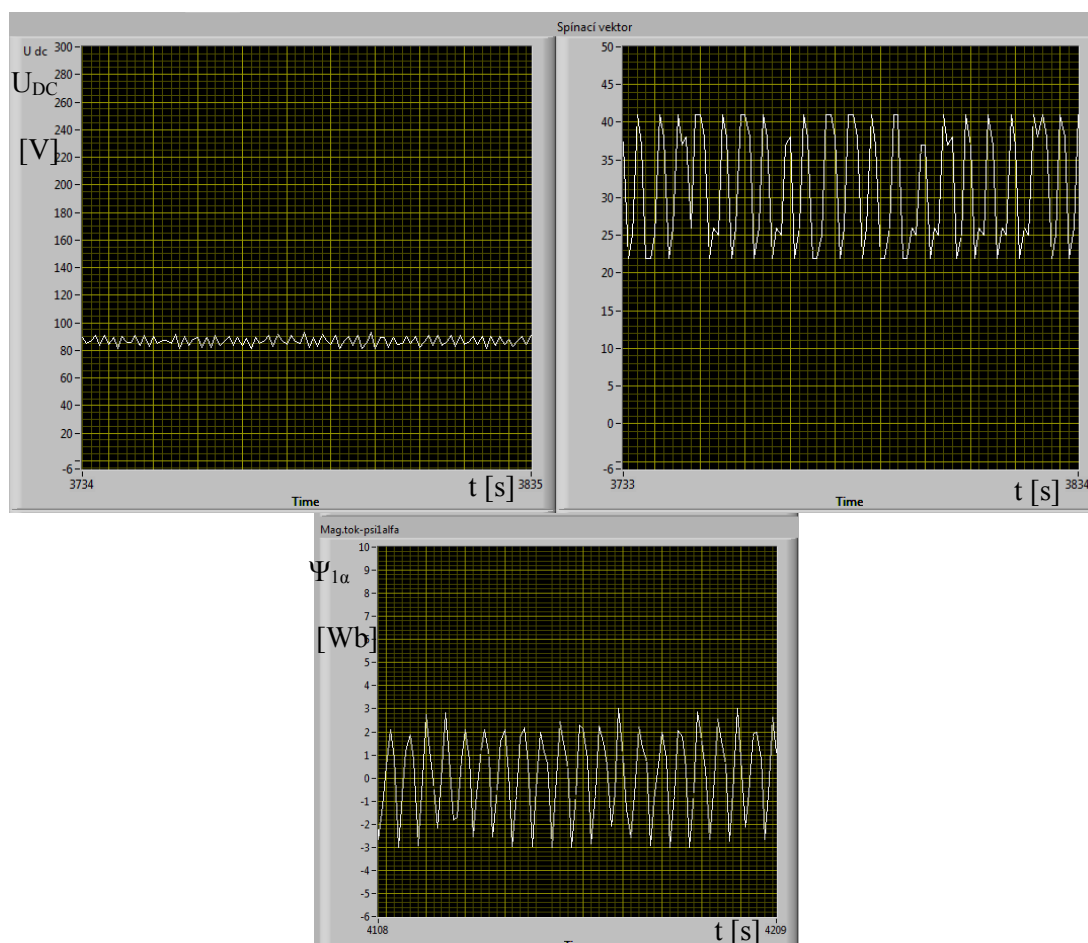
Priebehy veličín v čase boli uskutočnené pri konštantnej hodnote napätia medziobvodu 92V.



Obr.4. 1. Zobrazenie priebehov fázových prúdov, momentu a α zložiek prúdu a napätia

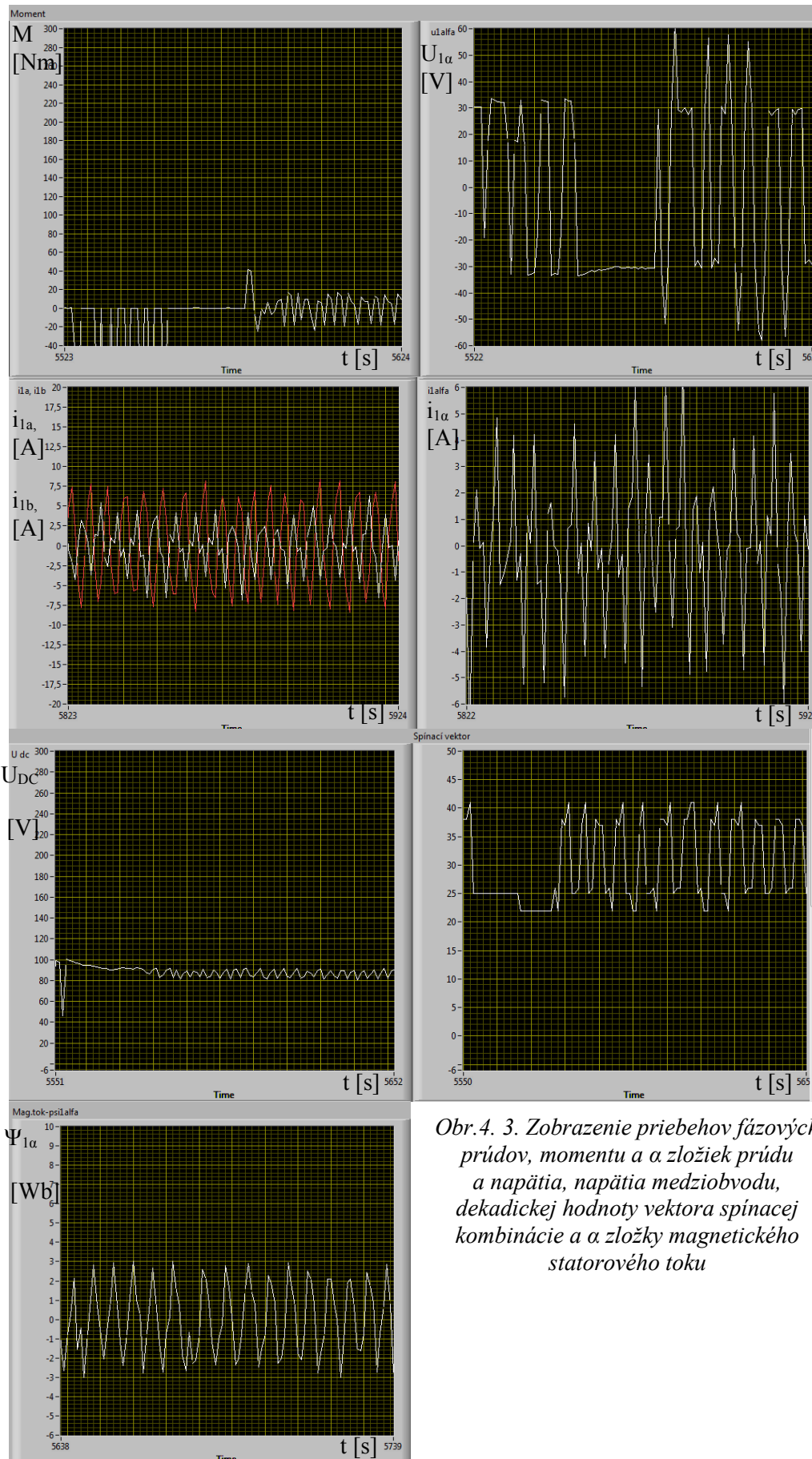
Prvé experimentálne meranie prebehlo so spínacou tabuľkou bez nulových vektorov. Na obr. 4.1 a obr.4.2 sú zobrazené výsledné priebehy regulovaných a vypočítaných veličín. Požadovaný

elektromagnetický moment bol zadaný vo výsledku na 5Nm. Hysterézie regulátorov boli zadané na hodnotu 5, jalový výkon bol požadovaný na nulovú hodnotu.



Obr.4. 2. Zobrazenie priebehov napätia medziobvodu, dekadického hodnoty vektora spínacej kombinácie a α zložky magnetického statorového toku

Ďalšie experimentálne meranie prebehlo so spínacou tabuľkou, ktorá obsahovala nulové vektory napätia. Na obr 4.3 sú zobrazené výsledné priebehy regulovaných a vypočítaných veličín. Požadovaný elektromagnetický moment bol zadaný vo výsledku na 5Nm. Hysterézie regulátorov boli zadané na hodnotu 7, jalový výkon bol požadovaný na nulovú hodnotu.



Obr. 4. 3. Zobrazenie priebehov fázových prúdov, momentu a α zložiek prúdu a napätia, napätia medziobvodu, dekadické hodnoty vektora spínacej kombinácie a α zložky magnetického statorového toku

5. Záver

Táto práca bola zameraná na experimentálne riešenie metódy priameho riadenia momentu synchronného motora s permanentnými magnetmi. Riešenie sprevádzalo opísanie metódy riadenia, odvodenie matematických vzťahov, popis hardvérovej a softvérovej časti pre realizáciu samotnej simulácie. V práci bola riešená metóda priameho riadenia momentu v simulačnej aj experimentálnej rovine. Regulačná štruktúra nepracovala bezchybne. Najnepresnejšie hodnoty jednotlivých veličín zavádzal do regulačnej štruktúry hlavne výpočet magnetického toku statora. Záver z týchto nezdarov symbolizoval rozdielnosť teoretickej a praktickej roviny, ohľadom metódy priameho riadenia momentu. Boli odvodené dva varianty spínacích tabuliek, z ktorých jedna obsahuje nulové napäťové vektory a druhá nie. V niektorých literatúrach popisujú použitie nulových spínacích vektorov za problematické. Z experimentálnych záverov vyplýva, že pri zopnutom nulovom vektore na meniči, spolu s otáčaním sa hriadeľu, v ktorom sú obsiahle permanentné magnety, dochádza k zmene magnetického statorového toku, ktorú však výpočtami nejde, alebo ide iba veľmi ťažko doceliť. Riešením by mohlo byť vyvedenie, signálových vodičov synchronného motora s permanentnými magnetmi, čím by sa to regulačnej štruktúry mohol zaviesť akýsi pozorovateľ magnetického toku statoru. V experimentálnom overení výsledkov na motore dochádza často k značnej chybe výpočtu zložiek statorového magnetického toku, aj cez to však regulačná štruktúra s malými zmenami koeficientov jednotlivých veličín dokáže spoľahlivo pracovať. Pozornosť, ktorá sa venovala a venuje dynamike tejto metódy zo všestranného hľadiska je opodstatnená. Regulácie predstavuje veľkú perspektívu do budúcnosti, či už preto, že jej výpočet je značne jednoduchší než podobné metódy, alebo preto, že po odladení predstavuje veľmi spoľahlivú a rýchlu formu regulácie.

Použitá literatura

- [1] BRANDŠTETTER P., *Elektrické regulované pohony III*, pro kombinované a distanční studium, VŠB TU Ostrava, skripta 2010.
- [2] NEBORÁK I., *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*, Monografie. VŠB-TU Ostrava, 2002
- [3] LUUKKO J., *Direct torque control of permanent magnet synchronous machines - analysis and implementation*, Ph.D. dissertation, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, 2000.
- [4] CASADEI D., SERRA G., TANI A., *Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation*, IEEE Trans. Power Electron., Jul. 2000.
- [5] TRIPATHI A., KHAMBADKONE A. M., PANDA S. K., *Space-vector based, constant frequency, direct torque control and dead beat stator flux control of ac machines*, in Proc. IEEE-IECON Annu. Meeting, Nov. 2001.
- [6] TAKAHASHI I., NOGUCHI T., *A new quick-response and highefficiency control strategy of an induction motor*, IEEE Trans. Ind. Applicat., 1986.
- [7] HASSE K., *Drehzahlverfahren für schnelle umkehrantriebe mit stromrichter gespeisten asynchron-kurzschlusslaufer-motoren*, Regelungstechnik, 1972.
- [8] DEPENBROCK M., *Direct self control of inverter-fed induction machines*, IEEE Trans. Power Electron., Oct. 1988.
- [9] TIITINEN P., SURANDRA M., *The next generation motor control method, DTC direct torque control*, IEEE Trans. Power Electron., 1996.
- [10] VAS P., *Vector Control of AC Machines*, London, U.K.: Oxford Univ. Press, 1990.
- [11] FRENCH C., ACARNLEY P., *Direct torque control of permanent magnet drives*, IEEE Trans. Ind. Appl., Sep./Oct. 1996.
- [12] ZHONG L., RAHMAN M. F., HU W. Y., LIM K. W., *Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives*, IEEE Trans. Power Electron., May 1997.

-
- [13] COEY J. M. D., *Hard magnetic materials: A perspective*, IEEE Trans. Magn., Dec. 2011.
- [14] NAMAI A., YOSHIKIYO M., YAMADA K., SAKURAI SH., GOTO T., YOSHIDA T., MIYAZAKI T., NAKAJIMA M., SUEMOTO T., TOKORO H., OHKOSHI SH.-I., *Hard magnetic ferrite with a gigantic coercivity and high frequency millimetre wave rotation*, Nature Commun., pp. 1035-1–1035-6, 2012.
- [15] Texas Instruments, *Clarke & Park Transforms on the TMS320C2xx*, Application Report, Literature Number: BPRA048 [cit. 2014-20-3]. Dostupné z: <<http://www.ti.com/lit/an/bpra048/bpra048.pdf>>
- [16] ŠTULRAJTER M., HRABCOVÁ V., FRANKO M., *Permanents Magnets Synchronous Motor Control Theory*, Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, No. 2, 2007.
- [17] M. Ehsani, et all., *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles Fundamentals, Theory and Design*, CRC Press, 2009.
- [18] Y. H. Li, et all., *A Simplified Voltage Vector Selection Strategy for the Permanent Magnet Synchronous Motor Direct Torque Control Drive with Low Torque Ripple and Fixed Switching Frequency*, IEEE Electrical Machines and Systems Conf., 2010.
- [19] JAVŮREK J.: *Regulace moderních elektrických pohonů*, Skriptum, Grada Publishing, 2003.
- [20] ČERMÁK T.: *Elektrické regulační pohony*, Skriptum, VŠB-TU Ostrava, 1986.
- [21] KOLÁČNÝ J.: *Elektrické mikropohony*, Skriptum, VUT Brno, 2006.
- [22] CAHA Z., ČERNÝ M.: *Elektrické pohony*, Skriptum, STNL, Praha 1990.
- [23] ZOLGHADRI M. R., ROYE D., *A fully digital sensorless direct torque control system for synchronous machine*, Elect. Mach. Power Syst., 1998.
- [24] Texas Instruments, *TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232 Digital Signal Controllers (DSCs)*, Data Manuál, Literature Number: SPRS439M, June 2007 – Revised August 2012 [cit. 2014-10-4]. Dostupné z: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>>
- [25] Texas Instruments, Code Composer Studio IDE v4, [cit. 2014-16-4]. Dostupné z: <www.ti.com/tool/ccstudio>

-
- [26] SIEMENS, *1FK7 Synchronous Motors*, Konfiguračný Manuál, 10/2005 [cit. 2014-10-4].
Dostupné z: <http://www.automation.siemens.com/doconweb/pdf/SINUMERIK_SIMODRI_VE_04_2010_E/1FK7.pdf?p=27>
- [27] SEMIKRON, *SEMTRANS M IGBT Modules SKM75GB123D*, Data Sheet, [cit. 2014-16-4].
Dostupné z: <<http://www.thierry-lequeu.fr/data/75GB123.pdf>>
- [28] SEMIKRON, *SDK 50*, Data Sheet, [cit. 2014-16-4].
Dostupné z: <http://datasheet.eeworld.com.cn/pdf/SEMIKRON/200391_SKD50.pdf>
- [29] CONCEPT, *Six-pack SCALE Driver 6SD106EI-17 for IGBTs and Power MOSFETs*, Data Sheet [cit. 2014-16-4]. Dostupné z: <http://igbt-driver.com/sites/default/files/product_document/data_sheet/6SD106EI-17.pdf>
- [30] LEM, *Current Transducer LAH 25-NP*, Data Sheet [cit. 2014-16-4].
Dostupné z: <<http://www.lem.com/docs/products/lah%2025-np%20e.pdf>>
- [31] LEM, *Voltage Transducer LV 25-600/SP2*, Data Sheet [cit. 2014-16-4].
Dostupné z: <<http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-600%20sp2.pdf>>
- [32] NATIONAL INSTRUMENTS, *Getting Started with LabVIEW*, Austin, Texas, June 2010, [cit. 2014-16-4]. Dostupné z: <<http://www.ni.com/pdf/manuals/373427g.pdf>>

Zoznam príloh

Príloha č.1 – Zdrojový kód metódy priameho riadenia momentu v jazyku C

Príloha č.2 – Dodatok k zdrojovému kódu metódy priameho riadenia momentu v jazyku C